

NOSITEL
VYZNAMENÁNÍ
ZA BRANNOU
VÝCHOVU
I. A II. STUPNĚ



ŘADA B PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNIK XXXI/1982 • ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

Za další rozvoj organizace, jejího vnitřního života a řídící práce ... 121

IMPULSNĚ REGULOVANÉ MĚNIČE A STABILIZATORY NAPĚTI

| | |
|--|-----|
| Klasické, spojité regulované zdroje | 122 |
| Síťový transformátor | 123 |
| Usměrňovač, filtracní člen | 123 |
| Výkonový regulační člen | 124 |
| Chlazení výkonových tranzistorů | 124 |
| Referenční napěťový normál | 125 |
| Praktická realizace | 126 |
| Základy impulsní regulace | 127 |
| Napěťové měniče impulsních regulátorů | 128 |
| Blokující měnič | 128 |
| Průpustný měnič | 130 |
| Protitaktní měnič | 132 |
| Dvojitý průpustný měnič | 132 |
| Několikařadinnové měniče | 133 |
| Součásti měničů | 134 |
| Bipolární výkonové tranzistory | 134 |
| Výkonové MOSFET | 135 |
| Diody | 135 |
| Cívky, transformátory, tlumivky | 136 |
| Odrůšení impulsně regulovaných zdrojů | 137 |
| Řídící obvody | 138 |
| Příklady zapojení impulsně regulovaných zdrojů | 141 |
| Konstrukční část | |
| Vzestupný blokující regulátor | 144 |
| Dvouhladinový blokující regulátor | 150 |
| Zdroj 5 V/5 A s průpustným měničem | 152 |
| Dny nové techniky TESLA-VÚST 1982 | 159 |

AMATÉRSKÉ RÁDIO ŘADA B

Vydává ÚV Svažarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor: Ing. Jan Klaba, redaktor Luboš Kalousek, OK1FAC. Redakční rada: K. Bartoš, RNDr. V. Brunnhöfer, V. Brzák, K. Donát, V. Gazda, A. Glanc, I. Harminc, M. Háša, Z. Hradík, P. Horák, J. Hudec, Ing. J. T. Hyun, Ing. J. Jaros, doc. Ing. dr. M. Joachim, Ing. F. Králik, RNDr. L. Kryška, J. Kroupa, Ing. E. Móćik, V. Němcák, K. Novák, RNDr. L. Ondříš, CSc., J. Ponický, Ing. F. Smolík, Ing. E. Smutný, Ing. V. Testa, doc. Ing. J. Vačkář, laureát st. ceny KG, J. Voráček, Ing. J. Zima.

Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vydá 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšířuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kalkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6, Vlastina 710.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má výtisk podle plánu 21. 7. 1982.

© Vydavatelství NAŠE VOJSKO

„ZA DALŠÍ ROZVOJ ORGANIZACE, JEJÍHO VNITŘNÍHO ŽIVOTA A ŘÍDICÍ PRÁCE“

bylo ústředním motivem referátu na 9. zasedání ÚV Svažarmu.

Referát jednoznačně ukázal na nálehanou potřebu zajistit v celé rozsáhlé činnosti Svažarmu uplatňování nových přístupů a účinnějších metod i forem řídící práce, aby tak byly co nejrychleji vytvořeny předpoklady pro kvalitativní změny ve vnitřním životě orgánů Svažarmu, které by vedly ještě k výraznějšímu rozvoji a zvyšování branné výchovného působení základních organizací. V otázkách řízení dosud chybí komplexní zhodnocení, řídící práce má nemálo slabiny i nedostaty, je třeba důkladně analyzovat stav a tendenci ve výstavbě, vnitřním životě a řídící práci jednotlivých odborností a přijmout potřebné závěry. To vše je třeba dělat v duchu rozpracování závěrů XVI. sjezdu KSC do podmínek organizací tak, aby se ještě výrazněji zvýšila masovost a účinnost branného a společensko-politického působení. Praxe potvrzuje, že úspěšné plnění všech funkcí Svažarmu je mimo jiné závislé na síle, kvalitě a početnosti členské základny, na plánovité a cílevědomé regulaci členských řad, na výchově a podchycení zájmu zejména mladých lidí o členství ve Svažarmu. Úspěšných výsledků dosahují všude tam, kde dohody mají konkrétní obsah, kde se pravidelně hodnotí činnost a kde se dosahované výsledky správně oceňují a propagují.

Zasedání ÚV Svažarmu také upozornilo na zjištění, proč v průměru více než 15 % ZO jen těžko plní své základní poslání. Příčiny jejich neuspokojivé činnosti je třeba hledat ve složení a schopnostech funkcionářského aktifu a to na všech úsečích řídící činnosti, v málo konkrétní a účinné pomoci orgánů zodpovědných za jejich řízení, i v neujasněním či vůbec nepřipraveném programu práce ZO. Někdy chybí i větší zájem a iniciativa porvat se s problémy materiálního rázu, najít si potřebné organizátory a prostory pro činnost a upevnit spolupráci s národními výbory, organizacemi NF, komisemi pro brannou výchovu a více se opřít o stranické orgány a organizace. Stává se také, že přes známé těžkosti a problémy objektivního a subjektivního rázu se udržují při životě, či pouze statisticky vedou i takové ZO, u kterých nejsou vzhledy na zlepšení jejich práce.

Kritická slova, pronesená na adresu práce některých řídicích orgánů platí zejména v posledním období na činnost elektronických odborností Svažarmu. Řídící práce řad elektronických odborností do posud výrazně pokulhává za potřebami urychlěného rozpracování závěrů XVI. sjezdu KSC do podmínek organizace tak, jak to bylo stanoveno na červnovém zasedání ÚV Svažarmu v r. 1981. Stále chybí kvalifikované vypracované, odborně fundovaná a hlavně konkretně konceptuální rozvoje činnosti elektronických odborností v celé jejich šíři, od branné sportovní radistiky přes konstrukční výrobu a nahrávací a zobrazovací techniku, řídící a automatizované systémy, ale i elektrotechniku a robotiku, až zejména v poslední době se bouřlivě rozvíjející mikropřecessorovou a počítačovou techniku. Při tom však neopomíjejí velmi důležitou polytechnickou výchovu občanů, vedoucí k bližšímu seznámení s elektickými a elektronickými zařízeními, která se stále výrazněji uplatňuje ve společenské i soukromé (domácí) sféře činnosti. Vypracování takové koncepce jak na úrovni ústředních rad, tak i na nižších stupních řízení však naráží na nezdravý zájmově zúžený pohled, kdy se hájí, vyzdvihují a prosazují osobní záliby a zájmy před skutečnými celospolečenskými potřebami a cíli. Děje se tak často neuvědoměle (tito aktivisté jsou přesvědčeni, že jediné „jejich“ odbornost je ta, kterou společnost nejvíce potřebuje), čímž výrazně oslabují skutečné požadavky hnutí. I zde je třeba co nejdůrazněji připomenout slova s. G. Husáka, přednesená na 4. zasedání ÚV KSC, o tom, že: „Náročnost nových úkolů, složitost podmínek, v nichž jsou realizovány, vyžadují zásadní obrat v úrovni a účinnosti veškeré řídící práce“, což také znamená, že je nanejvýš nutné, aby řídící práce (a platí to v neztenčeném míře i v zájmové, celostátně organizační činnosti) byla svěřována lidem kvalifikovaným, odborně zdatným, s širokým a komplexně pojatým rozhledem, kteří by nebranili zavádění nových progresivních forem odborných činností do života organizace a kteří by se nebeží poprat se vznikajícími problémy a potížemi.

Přetrvává velmi pohnal reakce aktivistických řízených ústředních rad elektronických odborností na nové možnosti rozvoje elektroniky, jejichž cesty k širšímu a rychlejšímu rozvoji připravil ÚV Svažarmu uzavřením dlouhodobých dohod mezi Svažarem, federálním ministerstvem elektrotechnického průmyslu a obchodním podnikem TESLA-ELTOS, podle kterých lze pro ZO Svažarmu získat výraznější materiálové zabezpečení pro konstrukční činnost, i další spolupráci v rozvoji výpočetní techniky, jejíž realizace již přinesla první výsledky v podobě dodání 24 kufříkových školních mikropočítačů pro potřeby Svažarmu.

Obdobná situace je prozatím i v oblasti zabezpečení radiomateriálu na základě zmíněných dohod. Zde je třeba, aby signatáři smluv vypracovali konkrétní zákoně postupy zabezpečení svažarmovských organizací druhojakostním, výběrovým a nadnormativním radiomateriálem. Ale i zde je aktivita na velmi nízké úrovni, i když by mělo jít (jak je nám všem dobře známo z neuspokojivého stavu v obchodní sítí) o činnost nanejvýše potřebnou i záslužnou. Vždyť mnohé výstavy amatérských prací, využívajících pouze v tuzemsku dostupných součástek (např. poslední HiFi-Ama v Praze), ukazují na relativně velmi nízkou úroveň z hlediska obvodového zapojení, i když vnější provedení má obvykle dobrou úroveň. Takový výrobek přímo hovoří slovy autora: „Když už nemám možnost sehnat moderní součástky, obléknou koncepcně zastaralé zapojení do moderního „kabátu“, třeba si někdo uvědomí, že zručnost a um mezi lidmi stále jsou, i když často není z čeho vyrábět.“ Jestliže budeme mládež učit, obecně řečeno, stavět pouze „krystalky“, pak po nich, až budou starší, těžko bude moci chtít, aby uměli myslit systémově. A bez systémového a komplexního myšlení nemůže člověk účinně realizovat moderní a pokrokové myšlenky ať již z hlediska brannosti, či zavádění nových pracovních postupů v hospodářské sféře.

Jedině nové přístupy k řídicí práci, oproštěné od pohodlnitví a staroměství, mohou v plné šíři rozvinout tuto tak potřebnou činnost. A jak bylo řečeno na 9. zasedání UV Svazarmu, všechny řídící orgány a komise (i funkcionáři), které ne-

jsou schopné plnit uložené i společensky potřebné úkoly, je třeba zrušit, popř. nahradit je jiným tak, aby byla záruka, že povedou elektronické odbornosti vstříč VII. sjezdu Svazarmu s takovou obsahovou náplní, aby plnily nejen úkoly vytýče-

né požadavky brannosti, ale i úkoly spojené s rozvojem elektronizace národního hospodářství. Náplň činnosti musí být přitom plně přitažlivá zejména pro zájmovou činnost mladých lidí.

JAK

IMPULSNE REGULOVANÉ

MĚNIČE A STABILIZATORY NAPĚTI

František Kyrš

Problematika stabilizace napětí i napájecích zdrojů je většinou nespecializovaných techniků zákonitě chápána jako okrajová záležitost. Na jedné straně řada podstatnějších problémů, na druhé dokonale propracovaná teorie klasické lineární regulace, dostatek literatury i vyhovující součástková základna takový přístup v běžných případech dokonale zdůvodňuje.

Situace se však mění se změnou nároků na některé parametry zdrojů. Namátkou že uvést nároky na extrémní přesnost a stabilitu (dlouhodobou, teplotní) napětí, problémy při velmi malých nebo naopak velkých napájecích napětích a zvláště problémy, spojené s praktickou realizací regulátorů pro větší výstupní výkony. Má-li být i v těchto případech dosaženo úspěchu, nelze jít vyšlapany cestami. O tom, že se v poslední době děje i v tak ustálené oblasti, jakou po dlouhou dobu napájecí zdroje představovaly, něco nového, svědčí i stránky našich a zahraničních odborných časopisů.

Jedním z progresivních směrů v uvedené oblasti jsou impulsné regulované (spinačové, spínané) na-

pájecí zdroje, které se donedávna používaly jen ve speciálních případech. Jejich mnohé výhodné vlastnosti a především rychlý technologický rozvoj v oblasti součástek způsobili, že dnes tyto zdroje nacházíme prakticky všude - typickým příkladem mohou být napájecí obvody moderních televizních přijímačů.

V amatérských konstrukcích se dosud s touto novou technikou nesetkáváme. Jedním z důvodů je jistě i nedostatek literatury - kusek a nevyčerpávající informace, s nimiž se amatér v literatuře setkává, nestačí k získání byt povrchního vlastního názoru na problematiku. Pochopení principu impulsního řízení, nezbytné pro vlastní návrh i konstrukci, vyžaduje ve srovnání s tradičním řešením zcela jiný přístup. Druhým z podstatných důvodů dosavadní stagnace je nedostupnost speciálních součástek a obvodů. Přesto lze konstatovat, že již dnes lze, s naší součástkovou základnou, dosahovat využitím impulsní regulace zajímavých praktických výsledků.

Toto číslo AR-B sleduje především dva cíle:

a) Podat v monotonickém celku přístupnou formou základy impulsní regulace, poskytnout přehled

o přednostech a nedostatkách nejužívanějších konceptů a seznámit čtenáře s požadavky na vlastnosti speciálních obvodů a součástí;

b) naznačit na několika příkladech konstrukcí jednoduchých regulátorů vhodnou metodiku návrhu i možnosti praktické realizace. Jednotlivá řešení byla záměrně volena tak, aby v souladu s teoretickou částí zdůrazňovala základní problémy, spojené s jednotlivými regulačními koncepcemi. V neposlední řadě naznačují i některé možnosti (z hlediska běžné dostupné součástkové základny) nezbytných technologických improvzaci.

Vzhledem k omezenému rozsahu příspěvku je logické, že praktické konstrukce nemohly pokrýt oblast impulsní regulace v plné šíři. Jejich výběr byl však veden tak, aby se vhodně doplňovaly s konstrukcemi, uvedenými v seznamu doporučené literatury.

Autor i redakce doufají, že tímto příspěvkem předkládají čtenářům solidní základ, který pomůže podnit aktivitu a tvůrčí invenci konstruktérů v dosud zcela opomíjeném a bezesporu perspektivním oboru elektroniky.

Klasické, spojité regulované zdroje

Abychom si osvětlili výhodné i nevýhodné vlastnosti klasických lineárních zpětnovazebních regulátorů napětí, věnujme se zprvu některým obecným problémům, spojeným s jejich řešením. V souladu s blokovým schématem na obr. 1 předpokládejme běžný zdroj stabilizovaného napětí s omezeným výstupním výkonem, napájený ze sítě.

Síťový transformátor na vstupu zdroje má dvě základní funkce:

a) transformuje síťové napětí na úroveň, vhodnou pro optimální činnost stabilizátoru,

b) galvanicky odděluje obvody stabilizátoru a tím i napájeného zařízení od rozvodné sítě.

Napájecí napětí pro regulátor se získává usměrněním a filtrací sekundárního napěti ST. Výkonové usměrňovače US používají polovodičové diody a jsou vesměs řešeny tak, aby současně pracovaly jako zdrojováček kmitočtu. Filtr F1 v usměrňovači je vlastně dolní propustí s kmitočtem, zlomu podstatně nižším, než je kmitočet sítě. Je obvykle kapacitní, ve výjimečných případech LC. Napětí U_{st} na vstupu regulárního člena stabilizátoru co do amplitudy i zvláštně se značně mění jak při změně síťového napětí, tak výstupního (zatěžovacího) proudu I_s . Akčním prvkem stabilizátoru je regulační člen RČ. Tuto funkci zpravidla zastává bipolární tranzistor ve vhodném zapojení, pracující jako spojité proměnný odpor. Na obr. 1 je použit sériový regulační člen. Zpětnovazební regulace je založena na existenci určité malé a z hlediska velikosti U_s zanedbatelné, ale vždy nenulové odchylky ΔU mezi vztahovým, referenčním napětím U_{ref}

a výstupním stabilizovaným napětím kU_s na vstupu napěťového zesilovače odchylky A_u . Změnu součinitelů k lze upravovat velikost výstupního stabilizovaného napětí v širokých mezech od $U_{\text{smin}} = U_{\text{ref}}$. Zesílené napětí ΔU ovládá okamžitý odpor regulačního tranzistoru zápornou zpětnou vazbou tak, aby byl potlačen vliv vnějších podmínek (kolísání sítě, změny zatěžovacího proudu) na stabilitu U_s . Protože bipolární tranzistor potřebuje na vstupní straně určitý, mnohdy, značný budík výkon, je běžnou součástí stabilizátoru prudový zesilovač odchylky A_u . Cílem větší je napěťový i prudový zisk zesilovače odchylky, tím menší je statická odchylka výstupního napětí ΔU_s , ovlivňovaná proměnnými parametry vstupní i výstupní strany regulátoru.

Dynamické parametry regulátoru (kolísání ΔU_s při skokových změnách zátěže), jeho dynamická a kmitočtová stabilita jsou ovlivňovány kmitočtovými vlastnostmi zpětnovazební regulační soustavy. Ke

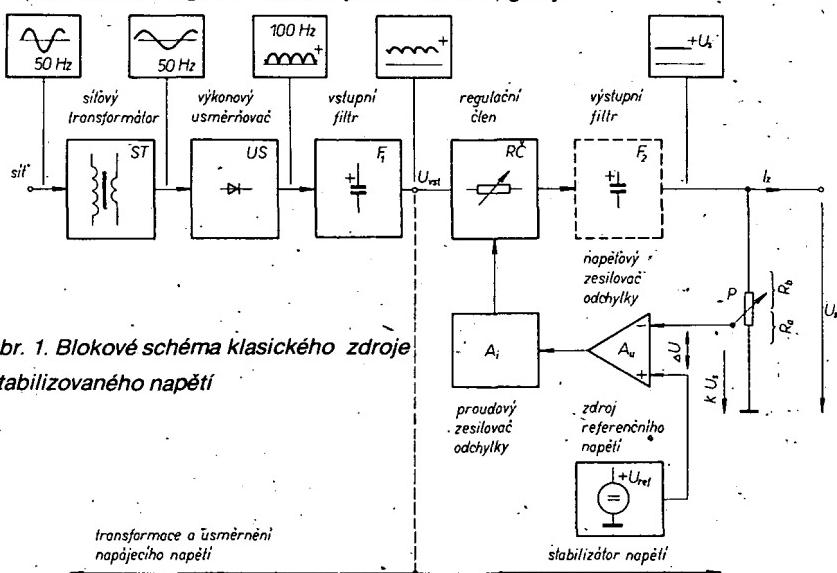
kmitočtové kompenzaci regulační smyčky se kromě kompenzace vlastního zesilovače často používá i výstupní filtr F_2 , který potlačuje i šumová napětí na výstupu.

Dlouhodobá a teplotní stabilita správně navrženého zpětnovazebního regulátoru je v zásadě určena pouze stabilitou referenčního napětí U_{ref} .

Podstatným a charakteristickým rysem klasických zpětnovazebních regulátorů je jejich spojitost. Výstupní napětí U_s je v libovolném okamžiku pod neustálou kontrolou zpětnovazební smyčky. Díky tomu mohou být spojité stabilizátory hodnoceny jako lineární obvody a vyznačují se zhruba dvěma výraznými přednostmi:

a) velmi dobrými výstupními parametry z kvalitativního hlediska, tj. minimálním zvlněním výstupního napětí i při nespojitém, impulsním charakteru zátěže,

b) neprodukují při své funkci parazitní rušivé signály.



Obr. 1. Blokové schéma klasického zdroje stabilizovaného napětí

Tyto vlastnosti zaručují spojitě regulovaným zdrojem pevnou pozici i do budoucna, avšak pouze pro náročné a speciální aplikace. V současné době jsme svědky mohutného nástupu impulsně regulovaných zdrojů, které z donedávna speciálních oblastí užívají (elektřiv, počítací...) přicházejí v důsledku vývoje nových součástí a jejich cenového zpřístupňování také do oblasti spotřební elektrotechniky. Je tomu tak i proto, že klasické, spojité regulované zdroje mají i určité nedostatky. K rozdružujícím patří malá energetická účinnost, omezený výstupní výkon a značné rozdíly a váha na jednotku výkonu.

Projděme ještě jednou schéma na obr. 1 a rozeberme činnost podstatných funkčních bloků z této hlediska; současně si všimněme opomíjených problémů návrhu, které mohou být z amatérského hlediska zajímavé.

Síťový transformátor

Transformátor obvykle tvoří nejobjetnější a také nejtěžší část zdroje. Je tomu tak především ze dvou důvodů:

a) kmitočet síťového rozvodu 50 Hz je relativně velmi nízký. Ze vztahu pro energii magnetického pole lze odvodit obecný vztah pro určení průřezu jádra síťového transformátoru

$$S \sim \frac{1}{B} \sqrt{\frac{xP}{f}} \quad (1)$$

z něhož vyplývá, že pro určitý materiál a sycení je průřez jádra transformátoru úměrný odmocnině podílu elektrického príkonu a kmitočtu. Z toho je zřejmé, že již při pouhém zdvojnásobení síťového kmitočtu (100 Hz) by průřez jádra mohl být menší asi o 40 %;

b) druhým důvodem je relativně malá energetická účinnost spojité regulace. Stačí uvést, že celková účinnost zdroje

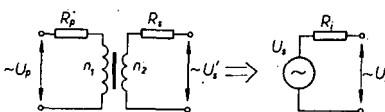
$$\eta = P_{\text{vst}} / P_{\text{výst}} \quad [\%; \text{W}] \quad (2)$$

kde P_{vst} = príkon ze sítě, $P_{\text{výst}}$ = výstupní výkon ($U_s I_s$), může být při výstupních výkonech přes 20 W jen stěží větší než asi 35 %, je-li respektováno kolísání síťového napětí v mezích 220 V + 10 %, -15 %. Budeme-li pro účinnost asi 35 % navrhovat transformátor pro zdroj 5 V/5 A, zjistíme, že je třeba značně robustní transformátor s příkonem kolem 75 W.

Návrhem transformátoru se zabývat nebude, vhodné postupy lze nalézt v každé elektrotechnické příručce. Je snad vhodné pouze připomenout, že sekundární napětí je vždy třeba volit s ohledem na vstupní parametry regulátoru a na zvlnění napětí na filtru F_1 , za nejhorších podmínek (síťové napětí 220 V - 15 %, maximální výstupní proud $I_{z,\max}$). Bude-li totiž sekundární napětí příliš malé, výstupní napětí bude nestabilní, bude-li příliš velké, bude se dále zhoršovat již tak nevalná energetická účinnost regulátoru. Ztrátový výkon se na regulačním členu mění v teplo, s jehož využením jsou spojeny druhotné problémy.

Dalším parametrem síťového transformátoru, který je obvykle zanedbáván, je jeho vnitřní odporník R_i , „ze strany“ sekundárního vinutí. Ten musí být zahrnut do návrhu transformátoru a filtru F_1 především u regulátorů s větším výstupním proudem $I_{z,\max}$. V praxi obvykle postačí uvažovat R_i jako součet činného odporu sekundárního vinutí a transformovaného činného odporu primárního vinutí (obr. 2). Pak platí

$$R_i = R_s + R_p (n_2/n_1)^2 = R_s + R_p (U_s/U_p)^2 \quad (3)$$



Obr. 2. Odhad vnitřního odporu síťového transformátoru

Oba odpory v praxi stačí změřit běžným ohmmetrem. Při známém vnitřním odporu R_i bude efektivní napětí sekundárního vinutí, zatíženého proudem I_z (odporem R_z)

$$U_{\text{ef}} = U_{\text{ef0}} R_z / (R_i + R_z) \quad (4)$$

kde U_{ef0} je napětí naprázdno.

Při větších výstupních výkonech a zvláště tehdy, neznáme-li dostatečně přesně proud $I_{z,\max}$ do konstruovaného zařízení, je velmi účelné využít na primárním, popř. sekundárním vinutí jednu nebo několik odboček – pak může být napájecí napětí regulátoru dodatečně optimalizováno.

Usměrňovač

Diody usměrňovače představují v důsledku nenulového napětí $U_{AK} > 0$ z energetického hlediska ztrátový prvek. Jejich ztrátový výkon může být při větších výstupních proudech regulátoru značně velký. Při proudech $I_{AK} > 2$ A musí být použity chladiče, zmenšující celkový stykový tepelný odpor mezi přechodem diody a okolním prostředím.

Příběh proudu, tekoucího diodou, má obecně impulsní charakter. Protože usměrňovač pracuje zpravidla s kapacitním filtrem, je při odhadu ztrátového výkonu diody výhodné vycházet z podmíny přibližně konstantního náboje C_i . To je při $I_{z,\max} = \text{konst}$ zhruba splněno. Bez ohledu na druh usměrňovače proto vycházíme z úměry $\Sigma I_{AK} = I_{z,\max}$. Příslušné čelní napětí $U_{AK} = f(I_{AK})$ pro ten který typ diody zjistíme z konstrukčního katalogu. Např. dioda KY708 má při $I_z = 5$ A napětí $U_{AK} = 1$ V. Při dvoucestném usměrňovači je ztrátový výkon každé diody $P_z = U_{AK} I_z / 2$, tj. při $I_{z,\max} = 5$ A asi 2,5 W. Odhad plochy chladiče vyplýne z dalšího textu.

Z pozornost stojí i odlišné ztrátové výkony klasického dvoucestného (se dvěma diodami) a můstkového (se čtyřmi diodami) usměrňovače. Jsou v poměru 1:2. V některých případech bude proto vhodné použít dnes značně opomíjený dvoucestný usměrňovač, např. vzhledem k omezenému počtu diod, realizaci a montáži chladičů a mnohdy i zmenšení průřezu vodiče sekundárního vinutí. Vliv výkonové ztráty P_d na účinnost celého zdroje je markantní zvláště při stabilizaci malých napětí. Vezmeme-li opět za příklad zdroj 5 V/A, představuje ztráta na diodách můstku přibližně 40 % užitečného výstupního výkonu!

Mezní náběhový proud, tekoucí přes usměrňovací diody do vybitého filtračního kondenzátoru při zapnutí zdroje, je při malých sekundárních napětech transformátoru obvykle dostatečně omezen vnitřním odporem R_i transformátoru.

Filtraci člen

Jedinou funkcí filtračního členu v klasickém regulátoru napětí je vyhodit usměrněné napětí na potřebnou míru. Používá se téměř výhradně jednoduchý kapacitní filtr. Stejně jako u síťového transformátoru se i při volbě kapacity filtračního kondenzátoru (a tím i jeho rozmerů) negativně uplatňuje nízký síťový kmitočet.

Ekonomické řešení napájecího filtru vyžaduje používat usměrňovače, které

kromě základní funkce i zdvojují kmitočet (dvoucestné typy).

V praxi se kapacita filtračního kondenzátoru C_f určuje nejčastěji odhadem. To však, především při větších výkonech, není optimální postup. Odvodme logiku metodu návrhu C_f , která zároveň osvětluje vliv jeho kapacity na přípustné tolerance síťového transformátoru atd.

Z hlediska optimalizace výkonových poměrů je při návrhu C_f účelné vycházet z minimálního přípustného napětí $U_{CE\min}$ regulačního tranzistoru. Součet $U_{CE\min} + U_s$ určuje pak nejmenší možné napětí $U_{n,\min}$ na vstupu regulátoru (na C_f).

Napětí U_n je obecně závislé na sekundárním napětí transformátoru a výstupním proudu regulátoru. Obě veličiny se v praxi mohou značně měnit. Kromě toho je časový rozvoj napětí na vstupu regulátoru charakteristický určitým, mnohdy značným zvlněním $U_{n(t)}$, vyplývajícím z funkce filtru.

Při návrhu vyjdeme z nejhorších podmínek (síťové napětí 220 V - 15 %, proud $I_{z,\max}$) a volíme

$$U_{n,\min(190\text{V})} = U_s + U_{CE\min} \quad (5)$$

Hornímez zvlněného průběhu napětí ($U_{n,\max}$) může být za stejných podmínek vyjádřena rovnicí

$$U_{n,\max(190\text{V})} = U_{n,\min(190\text{V})} (1 + \frac{\Delta}{100}) \quad (6)$$

v níž Δ definuje zvolený činitel zvlnění

$$\Delta = \frac{U_{n,\max} - U_{n,\min}}{U_{n,\min}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (7)$$

tomu odpovídá efektivní napětí zatíženého sekundárního vinutí

$$U_{\text{ef}(190\text{V})} = \frac{U_{n,\max(190\text{V})} + k U_{AK}}{\sqrt{2}} \quad (8)$$

kde $k = 1$ pro dvoucestný, $k = 2$ pro můstkový usměrňovač.

Východiskem k napěťovému dimenzování C_f může být druhá mezní podmínka, tj. síťové napětí 220 V + 10 %, výstup naprázdno, tj. $I_z = 0$. Pak platí

$$U_{\text{ef0}(240\text{V})} = \frac{240}{190} U_{\text{ef}(190\text{V})} + I_{z,\max} R_i \quad (9)$$

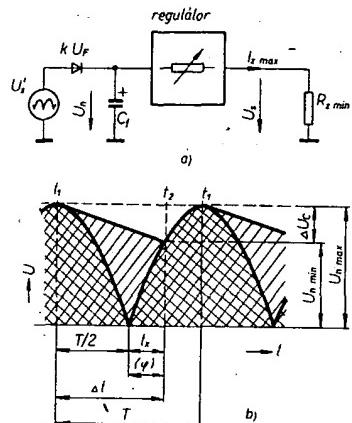
a tedy

$$U_{n,\max(240\text{V})} = U_{\text{ef0}(240\text{V})} \sqrt{2} - k U_{AK} \quad (10)$$

Na toto napětí (s určitou rezervou) dimenzujeme elektrolytický kondenzátor.

Vráťme se k příkladu zdroje 5 V/5 A; napětí $U_{CE\min}$ regulačního sériového tranzistoru volíme 2 V. Proto $U_{n,\min(190\text{V})} = 7$ V. Předpokládáme-li $\Delta = 30\%$, vyčází z (6) napětí $U_{n,\max(190\text{V})} = 9$ V. Sekundární napětí při maximálním zatěžovacím proudu regulátoru pak bude z (8) $U_{\text{ef}(190\text{V})} = 7,2$ V (dvoucestný usměrňovač). Sekundární napětí naprázdno při síťovém napětí 240 V a předpokládaném vnitřním odporu $R_i = 0,4\Omega$ je podle (9) 11 V. Konečně z (10) vyplývá nutnost dimenzovat C_f na napětí větší než 15 V. Naznačený postup v praxi zcela vyhovuje.

Při návrhu kapacity kondenzátoru C_f vyjdeme opět z nejhoršího případu ($U_{n,\min}, I_{z,\max}$), pak vlivem zvolených konstantních vnějších podmínek kolísá napájecí napětí regulátoru $\Delta U_{n(t)}$ v intervalu každé půlp-



Obr. 3. K zjednodušenému návrhu filtračního kondenzátoru; a) náhradní schéma, b) časový diagram

riody síťového kmitočtu v konstantních mezech $U_{n\max}$ až $U_{n\min}$ (obr. 3). S dostatečnou přesností platí, že při zvlnění napětí na C_1 menší než asi 50 % (což je v praxi vždy splněno), je nabíjení C_1 ukončeno s dosažením vrcholové hodnoty sekundárního střídavého napětí (čas t_1 , na obr. 3b). Tento okamžik lze současně označit za počátek vybijecího intervalu. Pokles svorkového napětí vybijeného kondenzátoru obecně

$$\Delta U_C = \frac{1}{C_1} \int_{t_1}^{t_2} i dt$$

Protože při $I_{z\max} = k$, $U_n = k$ je filtrační kondenzátor vybijen konstantním proudem, lze výraz zjednodušit na

$$\Delta U_C = \frac{I_{z\max} \Delta t}{C_1} \quad (11)$$

kde $\Delta t = t_2 - t_1$. Pro výpočet je nutno stanovit interval Δt , složený ze dvou úseků (obr. 3b). První z nich je konstantní a roven $T/2 = 5$ ms, druhý, označený t_x , je závislý na pracovních podmínkách.

Z diagramu je patrné, že poměr $U_{c\min}/U_{c\max}$ přímo určuje sinusovou funkci fázového úhlu φ . Platí $U_{n\min}/U_{n\max} = \sin \varphi$. Z porovnání časového a fázového měřítka v intervalu 0 až $\pi/2$ vyplývá úměra $t_x/(T/2) = \varphi/(\pi/2)$ a odtud $t_x = \varphi T/\pi$. Proto platí

$$C_1 = \frac{I_{z\max}}{\Delta U_C} \left(\frac{T}{2} + t_x \right) = \frac{I_{z\max} T}{\Delta U_C} \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi}{\pi} \right)$$

Po úpravě na praktické jednotky

$$C_{1\min} \geq \frac{10 I_{z\max}}{\Delta U_C} (0,5 + \frac{180}{\sin \varphi}) \quad [\text{mF; V, A}] \quad (12)$$

Při uvážení tolerancí i dlouhodobé a tepelné závislosti parametrů elektrolytických kondenzátorů můžeme výpočet dálé výrazně zjednodušit, budeme-li předpokládat, že je vybijecí interval konstantní, $\Delta t = T = 10$ ms. Pak je při

$$C_1 = \frac{10 I_{z\max}}{\Delta U_C} \quad [\text{mF; V, A}] \quad (13)$$

zaručeno, že se napětí $U_{n\min}$ ani za nejhorších podmínek nezmění pod stanovenou mez. Vztah (13) v' obrácené formě

$$\Delta U_C = \frac{10 I_{z\max}}{C_1} \quad [\text{V; A, mF}] \quad (14)$$

lze použít pro rychlé stanovení zvlnění na filtračním kondenzátoru jako funkce zatěžovacího proudu regulátoru.

Vráťme-li se ke stabilizátoru 5 V/5 A, u něhož jsme pro minimální síťové napětí 190 V a $I_{z\max} = 5$ A určili napětí $U_{n\min} = 7$ V, $U_{n\max} = 9$ V, vyplývá z prvního, přesnějšího vzorce (12) potřeba kapacita $C_1 = 20$ mF. Vidíme, že jde o kapacitu značně velkou. Při použití běžných elektrolytických kondenzátorů jde o typy se značnými rozdíly. Při dalším zvětšování I_z bychom se již blížili mezi praktické realizace C_1 . V takových případech je nutno připustit větší zvlnění, čímž se dále zvětší požadavky na výkonovou ztrátu regulačního tranzistoru, napěťové dimenzování C_1 atd.

Výkonový regulační člen

Jako regulační člen se při spojité regulaci nejčastěji používají bipolární tranzistory, pracující jako spojité řízený, proměnný odpor. Tranzistory tedy musí pracovat v lineárním režimu. Výkonová ztráta P_c je závislá na vstupních i výstupních parametrech. Užitečný výstupní výkon je z horní strany omezen přípustnou kolektorovou ztrátou tranzistoru. Protože tranzistor prochází stejný proud jako zátež (při sériovém regulačním členu), jsou výstupní proudy omezeny na proudy řádu jednotek A. Malá energetická účinnost spojité regulace obdobně omezuje i dosažitelné výstupní výkony.

Jako názorný příklad odhadněme výkonové ztráty na regulačním tranzistoru zdroje 5 V/5 A (obr. 4). Užitečný výstupní

o složitou problematiku, s níž jsou problémy i na profesionálních pracovištích. Důvodem jsou především složité tepelné poměry uvnitř zařízení s přirozeným oběhem chladicího vzduchu. Různé způsoby šíření a sdílení tepla (vedením, prouděním, sáláním), místní teplotní gradienty, proměnná teplota okolí atd. jsou pádnými argumenty pro to, aby amatérský návrh chladicí soustavy vycházel z účelného odhadu plochy chladicího povrchu pro určité, idealizované podmínky. Pro konkrétní pracovní prostředí se pak poměr v tvar chladicího povrchu upravuje na základě konstrukčních možností a zkušenosti a jeho vlastnosti se ověřují experimentálně. Pro základní dimenzování chladicího povrchu je třeba vycházet z dalek uvedených zásad.

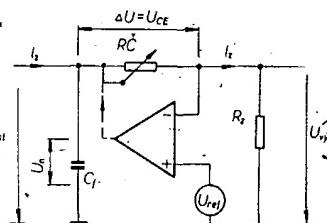
Rozhodujícím parametrem z hlediska doby života a spolehlivosti polovodičových prvků je teplota jejich vlastního systému, závislá především na jejich ztrátovém výkonu. Ve většině aplikací tranzistor je rozhodující výkonová ztráta, vznikající na kolektorovém přechodu, $P_c = U_{ce} I_c$.

Mezi teplotou kolektorového přechodu a tím i prakticky celého polovodičového systému ϑ_c a teplotou pouzdra tranzistoru ϑ_t vzniká šíření tepla od zdroje (systému) určitý teplotní spád $\vartheta_j - \vartheta_c$. Přestup tepla mezi systémem a pouzdem závisí pro určitý typ tranzistoru na jeho konstrukci. Je charakterizován tzv. vnitřním tepelným odporem tranzistoru

$$R_{th} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_c}{P_c} \quad [\text{°C/W; °C, W}] \quad (15)$$

který je uváděn jako katalogový údaj.

Teplota pouzdra a tím i samozřejmě vnitřního systému tranzistoru je závislá na teplotě okolního prostředí (obr. 5a). Te-



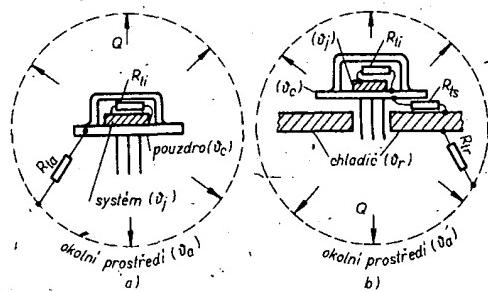
Obr. 4. Náhradní schéma k rozboru výkonové ztráty na regulačním členu

výkon zdroje je $U_{\text{z}\max} = 25$ W. Vycházíme-li z již odvozených relací na výstupu regulátoru, je při síťovém napětí 190 V střední hodnota napětí na filtračním kondenzátoru $U_n = U_{n\min} + (U_{n\max} - U_{n\min})/2 = 8$ V. Výkonová ztráta na regulačním tranzistoru je přitom zhruba 15 W. Obdobně při jmenovitém síťovém napětí 220 V bude přibližně 24 W a při horní mezi síťového napětí (240 V) se bude blížit 30 W. Kromě toho, že výkonová ztráta je značná, je dobré vidět, že se značně zvětšuje s napájecím napětím na výstupu regulátoru, s rozdílem $U_n - U_s$. Tím se prudce zmenší energetická účinnost regulátoru. V řadě případů, vyplývajících z požadavků praxe, je však nutno regulaci při velkém rozdílu $U_n - U_s$ řešit. Je tomu tak u mobilních zařízení, při napájení z bezpečnostních rozvodů ap. Zvláště v těchto případech je optimální využívat impulsní regulaci.

Velká poměrná výkonová ztráta, vyplývající z malé účinnosti spojité regulace, se nepříznivě projevuje i v souvislosti s chlazením regulačních tranzistorů: chladicí jsou již při poměrně malých užitečných výkonech regulačních tranzistorů robustní a těžké.

Chlazení výkonových tranzistorů

Věnujme nyní pozornost praktickému návrhu chladicího výkonových tranzistorů. Již proto, že zvláště v amatérské praxi je to většinou záležitost velice opomíjená. Jde



Obr. 5. Tepelné poměry v samotném tranzistoru a tranzistoru s chladičem (b)

pevný tok Q vytváří teplotní spád mezi teplotou pouzdra ϑ_c a teplotou prostředí ϑ_a . V ustáleném režimu lze proto stanovit druhý, vnější tepelný odpor tranzistoru

$$R_{ta} = \frac{\vartheta_c - \vartheta_a}{P_c} \quad [\text{°C/W; °C, W}] \quad (16)$$

závislý na tepelných vlastnostech pouzdra (plocha povrchu, materiál) a charakteru prostředí.

Celkový ztrátový výkon tranzistoru, užívaného bez chladicího, je roven součtu jeho vnitřního R_{th} a vnějšího R_{ta} tepelného odporu (obr. 5a).

$$R_t = R_{th} + R_{ta} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_c} \quad [\text{°C/W; °C, W}] \quad (17)$$

Ze způsobu šíření tepla uvnitř (převážně vedením) a vně (sáláním, konvekcí) výkonového tranzistoru vyplývá, že vnitřní tepelný odpor R_{th} je vždy výrazně menší než R_{ta} . Ke zvětšení přípustné výkonové ztráty tranzistoru P_c , omezené mezní povolenou teplotou systému $\vartheta_{j\max}$, je tedy jediná cesta, zmenšit celkový tepelný odpor tranzistoru omezeným jeho vnějšího tepelného odporu (obr. 5b). K vnějšímu

odpor pouzdra tranzistoru se paralelně řadí tepelný odpor chladiče. Pokud je plocha chladiče výrazně větší než povrchová plocha pouzdra, může být odpor R_{ts} zanedbán ($R_{ts} \ll R_{tr}$) a celkový tepelný odpor soustavy tranzistor-chladič

$$R_t = R_{ti} + R_{tr} \quad (18)$$

Vnější tepelný odpor soustavy se pak skládá především ze dvou složek, stykového odporu pouzdra tranzistoru s chladičem R_{ts} a vnějšího tepelného odporu chladiče R_{tr}

$$R_{tr} = R_{ts} + R_{tr} \quad (19)$$

Pokud je, s ohledem na výkonovou ztrátu, potřebný tepelný odpor soustavy $R_t > R_{ti}$, lze stykový odpor R_{ts} zanedbat. V ostatních případech lze podle tepelného kontaktu pouzdro-chladič považovat za typické údaje v tab. 1.

Tab. 1. Typické stykové odpory R_{ts}

| | |
|---|----------|
| Přímý kontakt pouzdro - chladič Al, hladké plochy | 0,4 °C/W |
| Dto, stykové plochy potřeny silikonovou vazelinou | 0,2 °C/W |
| Tepelný kontakt s elektrickou izolací (slídová podložka, hladké stykové plochy) | 0,8 °C/W |
| Dto, stykové plochy potřeny silikonovou vazelinou | 0,6 °C/W |

Jsou-li odpory R_{ts} a R_{tr} zhruba srovnatelné, je nutno tepelnému stykovému odporu R_{ts} věnovat z hlediska provedení zvýšenou pozornost.

Z hlediska návrhu rozměrů chladiče vyplývá z dosavadních úvah rozhodující význam požadovaného vnějšího tepelného odporu R_{tr} . Pro jeho stanovení platí obecná úměra

$$R_{tr} \sim \frac{1}{Ah} \quad (20)$$

kde A je plocha chladiče,

h komplexní součinitel přestupu tepla,

η účinnost chladiče.

V tomto vztahu jsou skryty všechny zásadní problémy, spojené s návrhem chladiče. Jeho vnější tepelný odpor je především nepřímo úměrný chladiči ploše. Druhým rozhodujícím parametrem je komplexní činitel přestupu tepla mezi chladičem a okolím, ke kterému většinou dochází sálání a konvekce. Činitel h proto závisí na mnoha okolnostech. K nejdůležitějším patří konstrukční provedení chladiče (rovná nebo profilovaná deska, materiál, bárva povrchu), charakter (přirozený nebo nucený oběh vzduchu, volný nebo uzavřený prostor, komínový efekt) a teplota prostředí, orientace desky nebo žeber (vodorovná, svíslá) v prostoru atd. Stanovení činitele h je nejvýším problémem při návrhu chladiče. Účinnost chladiče η vyjadřuje nerovnoměrné rozložení teploty chladiče směrem od zdroje (tranzistoru). Závisí na materiálu chladiče (Cu, Al, Fe...) a na poměru plochy a tloušťky chladiče.

Vzhledem k uvedeným problémům vychází prakticky návrh chladiče nejčastěji z následujících zjednodušení: uvažuje se přibližně čtvercová, rovná chladiči deska s rovným povrchem, umístěná bud' svisele nebo vodorovně, s oboustranným přístupem vzduchu (přirozený oběh). Předpokládá se tranzistor ve středu desky. (Různé metody návrhu chladiče mají i různé výsledky podle toho, jakých je užito zjednodušení.)

Na základě praktických zkušeností mohu doporučit jednoduchou metodu návrhu rovné chladiči desky z hliníkového

nebo duralového materiálu. Rozměry obvykle stanovíme takto:

1. Nejprve se určí minimální potřebná tloušťka desky

$$d_{min} = \frac{6}{R_{tr}} \cdot [mm; ^\circ C/W] \quad (21)$$

výchozím parametrem je požadovaný vnější tepelný odpor chladiče.

2. Dále se určí pomocná konstanta K

$$K = 700(1 + 0.2d_{min}) \quad (22)$$

vycházíme z vypočítané minimální tloušťky materiálu chladiče d_{min} a to i tehdy, zvolíme-li např. z konstrukčních důvodů materiál tlustší.

3. Určí se plocha chladiči desky ze vztahu

$$A = \frac{KC}{R_{tr}} \cdot [cm^2; ^\circ C/W] \quad (23)$$

kromě odporu R_{tr} a konstanty K se používá další pomocná konstanta C , která podle orientace desky v prostoru a barvy jejího povrchu vyplývá z tab. 2.

Tab. 2.

| | |
|---------------------------------------|-------|
| Vodorovná deska Al, hladká, čistá | C = 1 |
| Svíslá deska Al, hladká, čistá | 0,85 |
| Vodorovná deska Al, povrch černý elox | 0,5 |
| Svíslá deska Al, povrch černý elox | 0,4 |

Tím je orientační návrh rozměrů chladiče ukončen.

Ve skutečnosti je zpravidla vzhledem k většinou nepříznivým tepelným poměrem uvnitř zařízení nutno rozložit chladiče zvětšit. Snadno se přesvědčíme, že pro běžné pracovní podmínky vychází chladič pro vnější tepelné odpor $R_{tr} < 7^\circ C/W$ značně rozměrný. Pak se většinou využívají chladiče ze skládaných nebo tažených profilů, které se při požadavku malého R_{tr} s výhodou upěvňují na zadní panel přístroje. Při návrhu plochých chladičů profilů lze opět vycházet ze vztahů (21), (22), (23), je však nutno brát v úvahu, že tepelně stínění málo vzdálených sousedních žeber zvětšuje požadavky na celkovou chladiči plochu.

Shrnutí: při praktickém návrhu chladiče jsou výchozími parametry povolená teplota přechodu ϑ_j a vnitřní tepelný odpor R_{tr} . Teplotu přechodu volíme na základě katalogových údajů tak, aby nejen nebyly překročeny mezní pracovní podmínky tranzistoru (např. možnost vzniku druhého průrazu), ale aby byla z hlediska spolehlivosti zachována dostatečná rezerva.

Ke kontrole pracovních podmínek tranzistoru s navrženým chladičem je nevhodnější zpětně ověřit teplotu přechodu ϑ_j jako určujícího parametru. Může být zjištěna změřením teploty pouzdra tranzistoru za nejhorších pracovních podmínek ($P_{z max}$, $\vartheta_a max$). Platí, že

$$\vartheta_j = \vartheta_c + P_{z max} R_{tr} \quad (24)$$

musí být s rezervou menší než $\vartheta_j max$.

Jako příklad uvažujme znovu návrh chladiče pro zdroj 5 V/5 A. Předpokládáme-li jako regulační člen tranzistor KD501, je $\vartheta_j max = 155^\circ C$ a $R_{tr} = 0,87^\circ C/W$. Připusťme vnitřní teplotu přechodu $\vartheta_j = 120^\circ C$ a uvažujeme přímou montáž tranzistoru na chladiči desku (bez izolační podložky) a teplotu okolí $\vartheta_a max = 50^\circ C$.

Potřebný celkový tepelný odpor

$$R_t = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_{z max}} = \frac{120 - 50}{33} = 2,12^\circ C/W$$

Je zřejmé, že v tomto případě je třeba velmi malý tepelný odpor chladiče. Předpokládáme (při užití silikové vazelin) stykový odpor $R_{ts} = 0,3^\circ C/W$.

Vnější tepelný odpor chladiče

$$R_{tr} = R_t - (R_{ti} + R_{ts}) =$$

$$= 2,12 - 0,87 - 0,3 = 0,95^\circ C/W$$

Minimální přípustnou tloušťku chladiče (desky Al) určíme ze vztahu (21), $d_{min} = 6,3$ mm. Z (22) vychází $K = 1580$. Z tab. 2, pro svíslou montáž určíme $C = 0,85$. Proto minimální přípustnou plochu chladiče desky $A = 1420 \text{ cm}^2$. Pro čtvercový rozměr vychází strana $a = \sqrt{A} = 38$ cm. Při ověření návrhu experimentem musíme naměřit teplotu pouzdra tranzistoru

$$\vartheta_c \leq \vartheta_j - R_{tr} P_{z max} = 120 - 0,87 \cdot 33 = 91^\circ C$$

Příklad ukazuje, že rozměry chladiči desky jsou neúnosné již při běžném užití výkonu regulátoru, i když pro činnost tranzistoru byly zvoleny dosti tvrdé podmínky.

Při větších ztrátových výkonech je k udržení teploty přechodu v přijatelných mezech nezbytné použít vnučený (konvexní) oběh chladičiho vzduchu ventilátorem.

Referenční napěťový normál

Klasický zpětnovazební stabilizátor využaduje ke své funkci zdroj napětí U_{ref} , které definuje úroveň a stabilitu výstupního napětí

$$U_s = \frac{1}{k} U_{ref}, \quad (25)$$

kde $k = \frac{R_a}{R_a + R_b} =$ dělicí poměr potenciometru P (obr. 1).

Na rozdíl od dosud probraných funkčních bloků se zdroj U_{ref} podstatněji měrou podílí na energetické účinnosti zdroje jen nepřímo a ve zvláštních případech. Typickým příkladem je stabilizace napětí u mobilních zařízení, napájených z baterií, u nichž velikost U_{ref} podmiňuje minimální napětí baterie ($U_{n min} > U_{ref}$) a tím i výkonovou ztrátu na regulačním členu – je zádoucí použít co nejmenší referenční napětí, čímž ovšem rostou požadavky na jeho dlouhodobou a teplotní stabilitu.

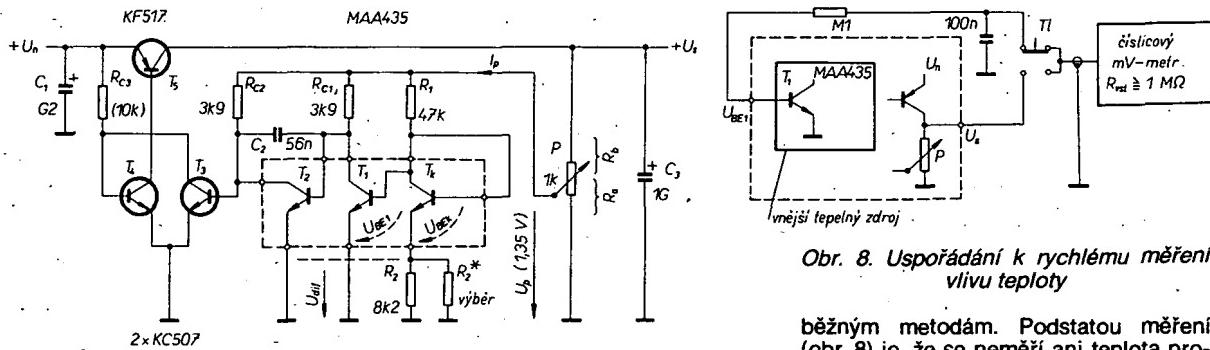
V současné době jsou v sortimentu řady světových výrobců kvalitní stabilizační diody s extrémně malými proudy I_z a s referenčním napětím $U_{ref} \approx 1,2 V$ (v diskrétní i integrované formě). Jsou vesměs realizovány vyššími technologickými formami (iontová implantační, laserové trimování ...).

Do té doby, než budou obdobné prvky běžně dostupné i u nás, mohu doporučit jednoduché zapojení stabilizátoru s volitelným napětím $U_s \geq 1,35 V$ s velmi malým přípustným spádem $U_{n min} - U_s$, které jsem využil před několika lety a použil již v řadě náročných aplikací s velmi dobrými výsledky. Zapojení bylo stručně popsáno v [3], proto se nyní věnujme pouze jeho podstatě a praktické realizaci.

Zapojení, obr. 6, postrádá obvyklý stabilní napěťový normál U_{ref} . Výstupní napětí U_s je definováno dvěma teplotně závislými napětími tranzistorových přechodů BE. Napětí

$$U_{BE} \sim U_T \ln I_C / I_{EDS} \quad (26)$$

je obecně závislé na technologii tranzis-



Obr. 6. Zapojení teplotně kompenzovaného stabilizátoru pro malá výstupní napětí

toru, jeho kolektorovém proudu a teploty. Předpokládejme, že je zajištěna shodnost tranzistorů, jejich dokonalá tepelná vazba (společným substrátem) a konstantní poměr kolektorových proudů. Pak lze odvodit, že rozdíl čelních napětí obou tranzistorů

$$U_{\text{dif}} = U_{\text{BE}1} - U_{\text{BE}2} = U_T \ln \frac{I_{\text{C}1}}{I_{\text{C}2}} \quad (27)$$

je v širokém rozsahu teplot prakticky lineární funkci teploty substrátu ($U_T = \frac{mkT}{q}$). Na tom je založena pod-

stata činnosti zapojení z obr. 6. Napětí $U_{\text{BE}1}$ představuje vstupní napětí ss zesilovače (T₁ až T₅) s velkým napěťovým a výkonovým ziskem. Napětí $U_{\text{BE}2}$ slouží pro teplotní kompenzaci výstupního, stabilizovaného napětí, definovaného zápornou zpětnovazební smyčkou. Poměrem kolektorových proudů $I_{\text{C}1}/I_{\text{C}2} > 1$ je zajištěno, že $U_{\text{BE}1} > U_{\text{BE}2}$.

Pro určitou konstantní teplotu platí

$$\begin{aligned} U_s &= U_{\text{BE}1} + U_{\text{dif}} R_1/R_2 \\ U_s &= U_{\text{BE}1} + U_{\text{dif}} (1 + R_1/R_2) \end{aligned} \quad (28)$$

Obě rovnice jsou formálně shodné.

Lze odvodit [3], že při linearizované funkci $\Delta U_{\text{BE}} = k \Delta \theta$ bude dosaženo teoreticky ideální kompenzace $\Delta U_{\text{s}(\theta)} = 0$ při určitém poměru

$$\frac{\Delta U_{\text{BE}1}}{\Delta U_{\text{BE}2}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (29)$$

Vztah (29) ukazuje, že při určitém poměru $I_{\text{C}1}/I_{\text{C}2}$ lze dosáhnout teplotně vykompenzovaného režimu stabilizátoru pouze pro jedno výstupní napětí, určené přenosem jednoduché zpětnovazební smyčky (odpory R₁, R₂).

Budou-li kolektorové proudy odvozeny ze zdroje pomocného napětí $U_p = k$ odpory R₁, R_c, přičemž $U_{\text{C}1} = U_{\text{C}2}$, lze teplotně vykompenzovaný režim určit duálními vztahy

$$\Delta U_{\text{BE}1}/\Delta U_{\text{dif}} = R_1/R_2; \Delta U_{\text{BE}2}/\Delta U_{\text{BE}1} = 1 + R_2/R_1 \quad (30)$$

Při praktické realizaci, omezené užitím monolitického MAA435, jehož tranzistory mají odlišné geometrie, byly odpory R₁, R₂, R_c stanoveny jako kompromis mezi linearitou $\Delta U_s = f[\theta]$ a reproducovatelností zapojení. Při uvedených součástkách je optimálního teplotního režimu dosaženo pro výstupní napětí $U_s = 1,35$ V. Toto napětí se s výhodou používá i jako pomocné napětí U_p . Je odvozeno jednoduchou úpravou zpětnovazební smyčky

(P₁), která současně umožňuje regulovat výstupní napětí U_s od $U_{\text{s min}} = 1,35$ V výše, při zachování teplotní kompenzace, $\Delta U_{\text{s}(\theta)} = 0$.

Pro běžné aplikace je seřízení stabilizátoru velmi jednoduché. Výběrovým odporem R_{2*} se při libovolné teplotě nastaví na běžce P (v libovolné poloze kromě „zemní“) napětí $U_p = 1,35$ V. Tím je zajištěn přibližně vykompenzovaný teplotní režim stabilizátoru. Polohou běžce P se ovládá výstupní napětí

$$U_{\text{s}0} = (1 + R_2/R_0) [U_{\text{dif}} (1 + R_1/R_2) + U_{\text{BE}1}] \quad (31)$$

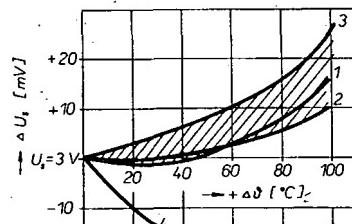
Při ověřování funkčního modelu stabilizátoru s několika vzorky IO z různých výrobních dívek, které jsem měl k dispozici, byla ověřena dobrá reproducovatelnost zapojení. Ta vyplývá z tab. 3, kde jsou naměřené $U_{\text{BE}1}$, U_{dif} a U_s (měřeno pro dvě nastavená výstupní napětí, 1,35 V a 3 V). Všechny údaje v [3] byly změny na vzorku č. 1. Součástky podle obr. 6 nebyly měněny, teplota prostředí $\theta_a = 25^\circ\text{C}$.

Tab. 3.

| Vzorek č. | 1. | 2. | 3. | 4. |
|-----------------------|-------|-------|-------|-------|
| $U_{\text{BE}1}$ [V] | 0,635 | 0,629 | 0,628 | 0,642 |
| U_{dif} [mV] | 61,7 | 61,2 | 62,3 | 72,4 |
| U_s (A) [V] | 1,346 | 1,338 | 1,339 | 1,459 |
| U_s (B) [V] | 2,998 | 2,982 | 2,982 | 3,075 |

Vzorky č. 1, 2, 3 mají velmi dobrou shodu parametrů. Výrazné odchyly byly naměřeny na vzorku č. 4, jehož tranzistor T₁ měl malý zesilovací činitel; odchyly byly způsobeny velkým proudem $I_{\text{B}1}$ (vzhledem ke zvoleným proudům $I_{\text{C}1}, I_{\text{C}2}$).

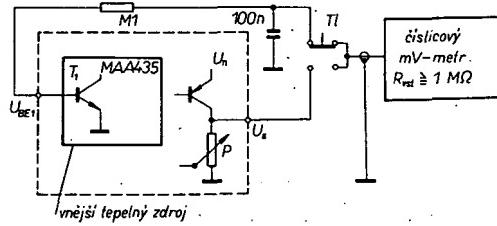
Na obr. 7 jsou změřené odchyly U_s v závislosti na změně teploty pro jednotlivé



Obr. 7. Srovnání funkce $\Delta U_s = f(\Delta \theta)$ pro vzorky MAA435 při $U_{\text{s}0} = 3 V a $\Delta \theta = 100^\circ\text{C}$$

vé vzorky. Opět nebyly měněny součástky, pouze trimrem P byly normovány shodné úrovně $U_{\text{s}0} = 3 V při výchozí teplotě.$

Všechna teplotní měření, uvedená v [3], byla realizována nepřímou metodou. Tenuto postup lze doporučit také pro přesnější seřízení stabilizátoru, má-li být použit jako kvalitní napěťový normál. Výhodou je velká rychlosť teplotního měření oproti



Obr. 8. Uspořádání k rychlému měření vlivu teploty

běžným metodám. Podstatou měření (obr. 8) je, že se neměří ani teplota prostředí, ani pouzdra MAA435, ale přímo teplota jeho substrátu. Při tom slouží tranzistor T₁ jako teplotní čidlo. S praktickou přesností linearizujeme změnu teploty $\Delta U_{\text{s}(\theta)} / \Delta \theta = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$. Teplotní rozsah volíme s výhodou $\Delta \theta = 100^\circ\text{C}$, výchozí je ustálená teplota přechodu, indikovaná ustáleným údajem číslicového voltmetru. Pouzdro obvodu se ohřeje v následující „kovbojský“ postup. Na pouzdro MAA435 položíme tepelně vodivou podložku (stačí desetník), na niž kápneme kafafunu, kterou opatrně zvolna ohříváme páječkou a sledujeme změnu údaje číslicového voltmetru. Jakmile se dosáhne změny přes 200 mV, necháme obvod i s podložkou zvolna chladnout. Při každé změně o 20 mV [10°C] stiskneme mžikové tlačítko T₁ a přečteme $U_{\text{s}(\theta)}$. Závislost $\Delta U_{\text{s}(\theta)}$ lze vynést do grafu. Podle charakteru teplotní odchyly $\pm \Delta U_s$ upravíme R_{2^*} (trimr), který jsme předtím zhruba nastavili podle napětí na běžci potenciometru (1,35 V). Po přesném nastavení nahradíme trimr odporem. Uvedený postup je účelový pouze při extrémních nározech na teplotní stabilitu U_s .

Aby bylo dosaženo velmi malého přípustného rozdílu $U_{\text{s min}} - U_s$, je v zapojení použit komplementární regulační obvod. Tranzistor KF517 může pracovat až na mezi vnučeného saturacního režimu. Z toho vyplývá, že stabilizátor je schopen činnosti při zanedbatelném rozdílu $U_n - U_s$. Např. napájí-li se stabilizátor z baterie 4,5 V a je-li výstupní napětí $U_s = 3 V, lze baterii využívat až do napětí asi 3,2 V. Tato ekonomická účinnost je další předností zapojení.$

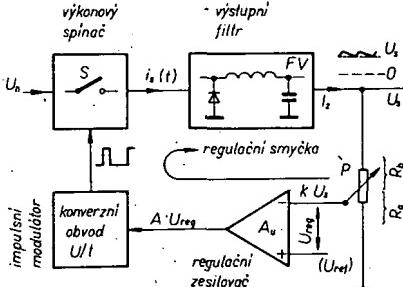
Kondenzátory C₁, C₂, C₃ zajišťují kmitočtovou stabilitu a potlačení šumových napětí na výstupu (maximální mezikvadlové $U_s < 200 \mu\text{V}$). Stabilizátor přejde do aktivního režimu bezpečně jak při pomalém, tak impulsním nárůstu napájecího napětí, na který zapojení reaguje malým, asi 10% překmitem jmenovitého U_s . Při odpojení U_n se výstupní napětí U_s zmenší exponenciálně s časovou konstantou $R_s C_s$ (bez překmitů). Při větších kolektorských ztrátech je třeba regulační tranzistor T₁ opatřit chladičem.

Praktická realizace

Obvodářské řešení běžných zpětnovazebních lineárních regulátorů je v současnosti dobře jednoduché. Přispívá k tomu podstatnou měrou dostupnost monolitických řídicích obvodů (MAA723), případně kompletních regulátorů (MA78XX).

Je samozřejmé, že se regulátory v různých zařízeních dílčí mýly liší (např. stupněm využití různých doplňkových obvodů). Vedle klasické nadproudové pojistky, chránící zdroj před přetížením nebo zkratek na výstupu, se užívá především napěťových pojistek, jejichž smyslem je naopak ochrana napájeného zařízení při havarii zdroje atd.

Cílem této kapitoly bylo postihnout základní problémy, s nimiž se při realizaci



Obr. 9. Základní schéma impulsního regulátoru

lineárního napěťového regulátoru setkává amatérský konstruktér. Ty jsme názorně demonstrovali na příkladu napájecího zdroje 5 V/5 A.

Základy impulsní regulace

Základním principem a současně podstatnou odlišností impulsní regulace od regulace klasické je její nespojitost. To v zásadě znamená, že, nehledě na detailní realizaci, je výstupní napětí U_s stabilizováno zásahy výkonového regulačního členu pouze v určitých, časově omezených intervalech T_a .

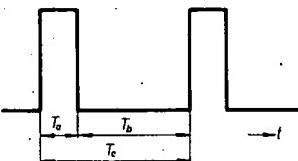
Srovnejme pro názornost klasický a impulsní regulátor na úrovni blokových schémat (obr. 1 a obr. 9). Vidíme, že obě jsou formálně dosti podobná. U obou nacházíme napěťový normál U_{ref} , zesilovač regulační odchyly A_u , budící obvod i výkonový regulační člen a samozřejmě i zpětnovazební smyčku. Tím však, snad až na základní podstatu smyslu regulační smyčky, podobnost prakticky končí. Funkčně jsou oba regulátory naprostě odlišné.

U spojitého lineárního regulátoru ovládá odchyka výstupního napětí od jmenovité velikosti ($kU_s - U_{ref}$) spojité a proporcionálně okamžitý „odpor“ výkonového regulačního členu v libovolném okamžiku tak, aby výstupní napětí $U_s \rightarrow$ konst. Z toho, jak jsme již konečně odvodili, vyplývá velká poměrná výkonová ztráta na regulačním členu a tedy i malá účinnost spojité regulace za běžných pracovních podmínek.

Impulsní regulace (obr. 9) umožňuje výrazně redukovat výkonovou ztrátu na regulačním členu. V tomto případě pracuje regulační prvek (tranzistor) jako řízený spinač (sepnut - rozpojen). Proud jím tedy prochází pouze po určité interval pracovního cyklu. Přitom okamžitý výkonová ztráta tranzistoru v aktivním (sepnutém) stavu je vzhledem k $U_{CES} \rightarrow 0$ rádově menší, než u lineárního regulátoru. Další předností je to, že $P_{c(1)}$ v podstatě nezávisí na rozdílu $U_n - U_s$, ale prakticky pouze na kolektorovém proudu tranzistoru.

Možnost použít spinač regulační člen při stabilizaci ss napětí je podmíněna jeho vzájemnou součinností s filtrovým členem FV, který na rozdíl od aplikace ve spojitém regulátoru musí mít výrazný akumulační charakter. Uspořádání filtru, který je pro větší výstupní výkony vždy typu LC, je podřízeno typu měniče v regulátoru. Na obr. 9 je FV filtr propustného měniče.

Princip činnosti nerozlučně vázané dvojice spinač + akumulační (výstupní) filtr spočívá v tom, že veškerá energie (nebo její část), odebraná měničem v jednom (aktivním) intervalu pracovního cyklu je filtrem akumulována. Ve druhém (pasivním) intervalu, kdy je spinač S rozpojen, je zátěž napájena energií, která je akumulována filtrem. Zvláště ve druhém, pasivním intervalu se regulátor na kvalitě



Obr. 10. K uspořádání pracovního cyklu regulátoru

(okamžité úrovni) výstupního napětí v důsledku nespojité regulace přímo nepodílí.

Je patrné, že regulace probíhá v navazujících pracovních cyklech, neboť platí (obr. 10)

$$T_c = T_a + T_b \quad (1)$$

Výstupní napětí U_s je regulováno tak, aby byly vyloučeny vlivy vnějších podmínek (výstupní napětí U_n , zatěžovací proud I_z) na jeho velikost. Regulační zpětnovazební smyčka minimalizuje odchyku U_s od jmenovité velikosti. Pro pochopení principu nespojité regulace zatím není důležité znát detailní funkci bloku, označeného na obr. 9 jako impulsní modulátor. Podstatou jeho činnosti spočívá v řízení vzájemných časových relací aktivního (T_a) a pasivního (T_b) intervalu pracovního cyklu zpětnou regulační odchytkou ($kU_s - U_{ref}$). Vnitřní struktura pracovního cyklu T_c regulátoru může být ovládána třemi odlišnými způsoby:

a. Konstantní interval T_a , proměnná perioda T_c
Tato varianta je typická konstantní dobou trvání aktivního intervalu T_a (to znamená dobou sepnutí výkonového spinače S). Předpokládáme-li, že regulace je natolik účinná, aby $\Delta U_s \rightarrow 0$, bude v intervalu T_a filtrem akumulována energie $+\Delta Q$. Po rozpojení výkonového spinače v intervalu T_b odebrála zátěž energii, akumulovanou filtrem. Aby se $\Delta U_s \rightarrow 0$, musí řídící obvody pracovat tak, aby zmenšili se (např.) napětí U_s pod jmenovitou velikost, byzní aktivován spinač. Doba T_b je proto závislá na zatěžovacím proudu, případně na množství energie, uložené do filtru FV během intervalu T_a . To znamená, že se změnou vnějších podmínek (U_n, I_z) se mění i perioda pracovního cyklu T_c , popř. okamžitý pracovní kmitočet měniče a to tak, aby množství energie ($+\Delta Q$) předané a odebrané ($-\Delta Q$) filtru v průběhu periody T_c si byla rovná.

b. Konstantní interval T_b , proměnná perioda T_c
Při užití tohoto regulačního principu je situace opačná. Konstantní je doba pasivního intervalu T_b (rozepnutý spinač S) a mění se interval aktivní (doba sepnutí spinače S). Tím se znovu mění i perioda T_c , avšak s opačným smyslem vůči předchozímu případu. Zvětšení (zmenšení) výstupního proudu regulátoru má za následek prodloužení (zkrácení) aktivního intervalu T_a . Regulace opět zajišťuje rovnávání mezi energetickým množstvím předaným a odebraným filtrem FV v průběhu periody pracovního cyklu T_c .

V praxi se setkáváme i s regulačními metodami, při nichž jsou proměnné oba intervaly T_a i T_b pracovního cyklu, přičemž se mění i perioda T_c . Zvláštním a kvalitativně nejlepším případem této regulace je třetí metoda, regulace s konstantním kmitočtem.

c. Proměnný poměr intervalů T_a/T_b , konstantní perioda T_c
Je-li perioda T_c konstantní, je jedinou možností regulace ovládat poměr T_a/T_b . Tato varianta je tedy založena výlučně na využití impulsní šířkové modulace.

S praktickými přednostmi a nedostaty jednotlivých regulačních metod se podrobněji seznámíme v dalších kapitolách.

Ideové schéma na obr. 9 může v zásadě popsat bez ohledu na konkrétní funkci regulační smyčky. Výstupní napětí U_s je

$$U_s = \frac{1}{K} U_{ref} \quad (2)$$

Tato definice se však, přesněji vzato, vztahuje na průměrné, nebo jedno z mezních napětí U_s podle způsobu regulace. To proto, že v důsledku nespojité regulace napěťová odchyka ΔU_s periodicky a dynamicky kolísá v intervalu každé periody T_c , především v závislosti na konkrétním způsobu regulace, charakteru filtru FV a zátěže. Zmenšené výstupní

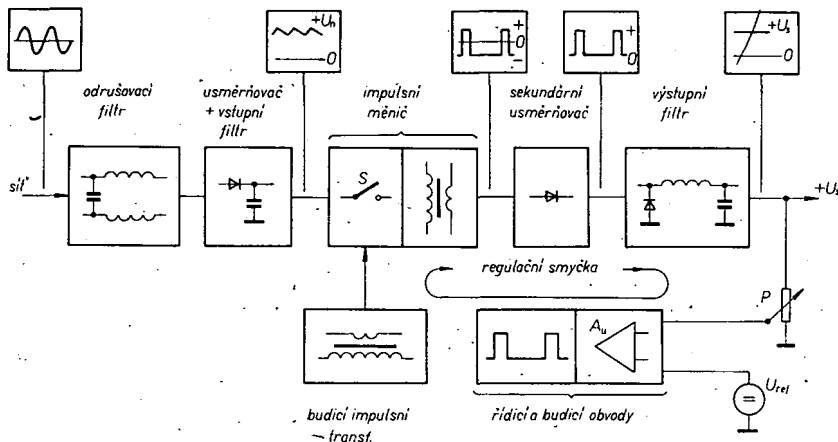
napětí kU_s je vyhodnoceno rozdílovým zesilovačem. Zesilena regulační odchyka $A(U_{ref} - kU_s)$ ovládá přes konverzní obvod U/I (impulsní modulátor) některým z uvedených způsobů vzájemný poměr intervalů $T_a : T_b$ (tj. poměrnou dobu sepnutí výkonového spinače) tak, aby se průměrná regulační odchyka ΔU_s blížila k nule. Výstupní napětí je tedy stejně jako u klasické regulace pod kontrolou zpětnovazební smyčky. Ta ovšem nyní pracuje nespojitě, i když regulační zesilovač pracuje neustále.

Na první pohled vidíme základní nedostatek impulsní regulace. Mezi zjištěním odchyly výstupního napětí U_s vzhledem k jmenovité velikosti a její korekci nutně existuje určité zpoždění, vyplývající především ze setrvačného charakteru výstupního (akumulačního) filtru. Pro přijatelné dynamické parametry (odezva U_s na skok U_n, I_z) je nezbytnou podmínkou relativně vysoký pracovní kmitočet regulátoru (rádu desítek kHz).

Impulsní regulátory můžeme zhruba rozdělit do dvou základních skupin. První jsme právě probrali. Jejím typickým znakem je to, že výkonový spinač pracuje přímo ve smyce výstupního proudu. Srovnejme-li předběžně základní parametry takového regulátoru s klasickým, nalézáme tuhle přednost – větší účinnost a v jejím důsledku zmenšené rozměry a váha na jednotku výkonu. Mezní dosažitelné výstupní parametry ($P_{z,max}, I_{z,max}$) jsou při běžných součástkách limitovány na desítky W (A), účinnost je asi 70 %. Přípustného velkého a proměnného napěťového rozdílu $U_n - U_s$ lze s výhodou užít také při napájení různých zařízení z baterií (nebo bezpečnostních rozvodů). Tato koncepce je velmi vhodná i pro amatérské aplikace. Dovoluje řešit většinu praktických problémů bez zvláštních požadavků na parametry součástek. Rovněž problémy s odrušením parazitního kmitočtového spektra jsou menší než u druhé skupiny.

Ráda odvětví současné elektroniky (počítače...) i ostatního průmyslu vyžaduje další posuv kvantitativních ukazatelů (výkon, proudy, rozměry, hmotnost...). Tyto cíle lze splnit užitím druhé základní koncepce (obr. 11). V zapojení je odstraněn síťový transformátor v klasické formě, čímž se jednak omezí požadavky na mezní kolektorský proud spínacího tranzistoru I_{Cmax} , jednak zmenší rozměry a hmotnost transformátoru (který pracuje jako impulsní s relativně vysokým kmitočtem f_{op}).

V síťovém přívodu zdroje (obr. 11) je zařazen nezbytný širokopásmový odrušovací filtr, který je standardním obvodovým prvkem zdroje. Síťové napětí se usměrnuje jednoduchým kondenzátorovým filtrem. Stejnosměrné napětí se přivádí na regulační výkonový spínací tranzistor, jehož zátěž tvoří primární vinutí transformátoru napěťového měniče, pracujícího v ultrazvukové oblasti (desítky kHz). Impulsní proud procházející primárním vinutím transformátoru měniče indukuje v jeho sekundárním vinutí napětí, usměrňované rychlým diodovým výkonovým usměrňovačem a vyhlašované v obvodu výstupního filtru, který má opět obdobnou funkci jako v předchozím případě. Vyhlazené výstupní napětí U_s se porovnává s referenčním napětím U_{ref} , odchyka vhodným způsobem ovládá poměr intervalů T_a/T_b pracovní periody T_c , která v těchto případech bývá obvykle konstantní. Podstatnou předností této



Obr. 11. Základní schéma stabilizátoru napětí s regulací na primární straně impulsního měniče

koncepcie je, že převod impulsního transformátoru je pro v úvahu přicházející úrovni výstupního napěti sestupný. Proto kolektorový proud spínače může být mnohem menší (řádově) než $I_{z\max}$, což prakticky znamená možnost extrémně zvětšit dosažitelné výstupní výkony a proudy. Další velkou předností je to, že impulsní transformátor měniče, pracujícího s vysokým kmitočtem, může mít ve srovnání se sítovým transformátorem pro stejný výkon mnohonásobné menší rozměry.

Podmínkou úspěšné realizace této skupiny impulsních regulátorů, jejichž účinnost se blíží 80 % a výstupní výkony jsou rádu stovek W, jsou speciální konstrukční prvky a součásti (rychlé vysokonapěťové spínací tranzistory, rychlé výkonové diody, kvalitní feritové materiály ...). Z technologického hlediska jsou kladené mimořádné požadavky zvláště na realizaci impulsního výkonového transformátoru (velké průřezy vodičů sekundárního vinutí), který kromě své základní funkce i galvanicky odděluje regulovaný výstup od sítového rozvodu. Stejně bezpečnostní požadavky jsou kladené i na izolaci mezi výkonovým a budicím obvodem, jejichž vazba je obvykle rovněž transformátora.

Tato druhá, modernější koncepcie impulsních napěťových regulátorů není v současné době pro amatérskou stavbu vhodná; jednak jsou běžně nedostupné potřebné součástky a jednak jsou amatérskými způsoby neřešitelné problémy, související s dosažením vyhovujícího stupně odrušení. Přesto si i této skupiny regulátorů povšimneme blíže, protože již dnes se lze s takto koncipovaným zdrojem často setkat.

Shrnuje závěrem základní přednosti i nedostatky impulsně regulovaných zdrojů napájecích napětí. Všimněme si nejprve nedostatků:

a) Zvlnění výstupního napěti.

Z principu impulsní regulace vyplývá, že zvlnění výstupního napěti (odchylna ΔU_s) má nutně dynamický charakter. Je to především důsledek nespojitosti regulace v průběhu periody T_c (základní výkonového spínače v časově omezených intervalech T_a) na jediné a setrvávající charakteru výstupního filtru na druhé straně. Proto zvlnění výstupního napěti je v každém případě větší, než na jaké jsme zvyklí u běžných stabilizátorů. Jeho podstatná složka má opakovací kmitočet závislý na době trvání pracovního cyklu, $f_{op} >> 50 \text{ Hz}$. Na úrovni a průběhu zvlnění se podstatně podílí konkrétní způsob regulace a především jakožto výstupního filtru.

b) Dynamicke parametry.

Jistou slabinou impulsně regulovaných zdrojů jsou

jejich dynamické parametry. Kritická je zejména odezva výstupního napěti na velkou, skokovou změnu zatěžovacího proudu z $I_z \min$ na $I_z \max$ a opačně. Vznikající překmity (podkmity) jsou důsledek:

- principu nespojitosti regulace,
- linearity regulace v mezních oblastech ($0 < T_a / T_b < \infty$),
- časového (reakčního) zpoždění, vyplývajícího z akumulačního charakteru výstupního filtru.

Princip impulsní regulace je proto vhodný především pro napájení zařízení s konstantní, malo relativní pomalou proměnnou zátěží.

c) Kmitočtové rušení.

Jedním z podstatných problémů impulsní regulace je parazitní, širokopásmové rušení, které je důsledek spinacího pracovního režimu. Značné výkonové impulsy s velkou strmostí hran, související s ekonomickým pracovním kmitočtem regulace, jsou základním důvodem vzniku intenzivního rušicího signálu, který se šíří všemi možnými a nemožnými způsoby (i po sítovém vedení). Odrušení zdrojů je složité – v praxi to znamená pečlivě uvážit koncepcní a technologické řešení zdroje, využít odrušovacích filtrů v přívodech a pokud možno elektrostaticky i elektromagneticky stnit kritické obvody a celý zdroj.

I přes uvedené problémy se impulsně regulované zdroje rychle prosazují pro následující výhody:

a) Velké energetická účinnost.

Jednoduché, ekonomický velmi výhodné spinací regulátory běžně dosahují účinnosti přes 60 %. Modernější, komplexně řešené varianty mají účinnost až 80 %. To jsou výsledky nedosažitelné klasickou lineární regulaci.

b) Velké výstupní výkony.

Klasická regulace narazí na značné problémy již v oblasti výstupních výkonů rádu desítek W. Tuto oblast lze s impulsní regulací zvládnout relativně jednoduchými prostředky (moderně koncipované impulsní zdroje běžně dosahují výstupních výkonů rádu stovek W). Mimořádnou předností impulsních regulátorů je možnost získat výstupní proudy rádu desítek až stovek A.

c) Modifikovatelnost regulátorů.

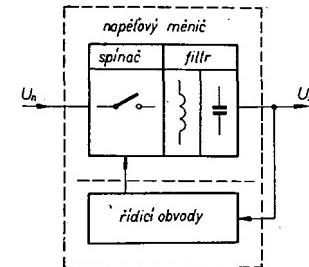
Modifikovatelnost základních variant impulsních měničů i řídících obvodů umožňuje realizovat i dosti neobvyklé funkce. Příkladem může být získání invertorové polarity výstupního napěti U_o vůči výstupnímu napětí U_s , vzestupná ss „transformace“ $U_o > U_s$, současná stabilizace několika výstupních napětí (hladin) jediným regulátorem ap.

d) Výhodné konstrukční parametry (především rozložení a hmotnost).

Napěťové měniče impulsních regulátorů

Blokové schéma impulsního regulátoru na obr. 12 je stylizováno tak, aby vyniklo obvodové rozlišení na dva rozhodující funkční bloky – napěťový měnič a řídící obvod. Řídící obvody jsou co do funkce a významu podřízeny koncepcii měniče.

Měnič impulsně regulovaného napěťového stabilizátoru „transformuje“ stejnosměrné vstupní napětí U_s na výstupní U_o dvoustupňovou napěťovou konverzí DC-AC-DC. Je to typický výkonový obvod.



Obr. 12. Rozhodující funkční bloky impulsního regulátoru

Parametry regulátoru jsou v prvé řadě limitovány koncepcí měniče. Její volba je často poměrně složitým kompromisem mezi technickými parametry na jedné, technologickými možnostmi a ekonomickými ukazateli na druhé straně.

Různé varianty měniče, připadající v úvahu pro praktickou realizaci, mohou být v zásadě odvozeny z

a) blokujícího měniče,

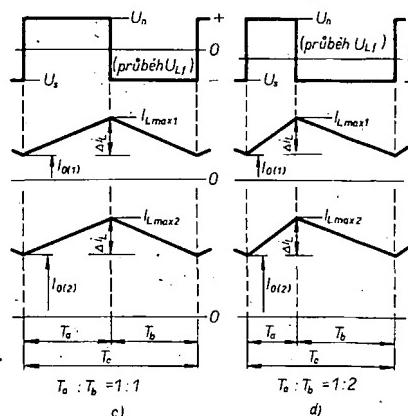
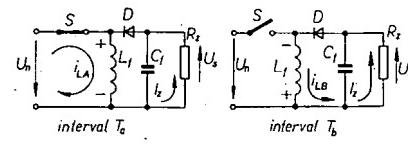
b) propustného měniče.

Pochopení principu a funkce těchto dvou základních typů měniče je podstatou zvládnutí celé problematiky impulsní regulace.

Pro přehlednost nezbytného teoretického rozboru základních variant měničů budeme dále uvažovat jejich ideální, bezztrátové modely ($\eta = 100 \%$). Budeme uvažovat prvky s ideálními vlastnostmi. Kromě prvků L a C se to týká především diod a tranzistorů, které budeme považovat za ideální spínače se zanedbatelnými napěťovými úbytky v propustném (sepnutém) stavu $U_{AK}, U_{CES} = 0$ a zanedbatelnými spinacími (rozpinacími) a zotavovacími časy $\tau_r = 0$. Ve shodě s dosavadním značením bude interval T_a vždy roven době sepnutí, interval T_b době rozepnutí výkonového spínače. Perioda pracovního cyklu je značena jako T_c .

Blokující měnič (Flyback converter)

Základní schéma idealizovaného blokujícího měniče je na obr. 13. Schéma je pro přehlednost rozkresleno pro jednotlivé intervaly T_a, T_b pracovního cyklu, rozlišené polohou výkonového spínače S . Výstupní filtr je tvořen sestavou setrváčních členů L_1, C_1 . Součinnost obou prvků



Obr. 13. Náhradní schéma (a, b) a časové diagramy (c, d) blokujícího měniče

se mění podle právě existujícího intervalu pracovního cyklu. Z porovnání obr. 13a, b vyplývá, že pracovní (akumulační) cívka s indukčností L_1 je v intervalu T_a součástí vstupního, v intervalu T_b součástí výstupního obvodu měniče. Filtrační kondenzátor C_1 je vždy součástí obvodu výstupního.

V intervalu T_a je magnetickým polem cívky L_1 akumulována určitá energie, předaná z napájecího zdroje přes aktivní spínač S. V intervalu T_b , při rozepnutém spínači, je naopak část této energie odebrána zátěží a kondenzátorem C_1 . Předpoklad ideálního bezezrátového měniče dovoluje zavést rovnost

$$W_a = W_b \quad (3)$$

z níž můžeme dále vycházet.

Předpokládejme, že spínač S byl právě sepnut, obr. 13a. Ze základního vztahu pro proud cívky

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t U_L dt + i_0 \quad (4)$$

lze pro $U_n = k$ a ideální prvek S, L_1 odvodit proudový rozkmit

$$\Delta i_{La} = \frac{U_n T_a}{L_1} \quad (5)$$

Špičkový proud i_L má cívku na konci intervalu T_a je určen součtem Δi_{La} a ustáleného proudu i_{Lo} , určeného počáteční podmínkou, vyplývající z (4) a obr. 13c, d.

Z (5) vyplývá, že proud i_L je lineární funkcí času. Současný vznik magnetického pole cívky, vytvářeného proudem i_L , brání tomu, aby Δi_L sledoval skokovou změnu ΔU_L . Magnetický tok Φ_L spolu s Δi_L rostou lineárně. Na konci intervalu T_a je polem cívky L_1 akumulována energie

$$W_a = W_0 + \Delta W_a \quad (6)$$

V této fázi je výstupní obvod měniče od cívky L_1 oddělen inverzně polarizovanou diodou D. Proto v intervalu T_a musí být veškerý výstupní proud i_z hrazen nábojem filtračního kondenzátoru C_1 .

Předpokládejme, že se dále skokově rozpojí výkonový spínač ($t_c = 0$). Tím je okamžitě odpojeno napájecí napětí od L_1 , a měnič přechází do druhé pracovní fáze, intervalu T_b , obr. 13b. Energie akumulovaná L_1 nemůže zaniknout okamžitě. Změnu magnetického toku se na svorkách cívky indukují napětí opačné polarity, působící proti změně (zániku) proudu i_L . Ten nyní může procházet propustně polarizovanou diodou D do výstupního obvodu, zatěžovacího odporu a filtračního kondenzátoru C_1 . Počáteční proud i_{Lb} je úměrný množství energie, akumulované indukčnosti během předchozího intervalu T_a . Jestliže z principu bezezrátového měniče vyplývá rovnost (3), musí pro ustálený režim ($W_a = k$) platit i rovnost

$$\Delta W_a = W_b \quad (7)$$

To znamená, že se zmenšení energie pole v intervalu T_b musí rovnat jejímu zvětšení v intervalu T_a .

Pro konstantní výstupní napětí $U_s = k$ lze při ideální diodě s $U_{AK} = 0$ předpokládat rovnost $U_{Lb} = U_s = U_{C1} = k$. Potom má také rozkmit proudu Δi_{Lb} opět lineární charakter

$$\Delta i_{Lb} = \frac{U_s T_b}{L_1} \quad (8)$$

Výstupní napětí U_s lze odvodit srovnáním lineárních vztahů (5), (8) podle (7). Platí

$$\Delta i_{La} = \Delta i_{Lb}; \quad U_s = U_n \frac{T_a}{T_b} \quad (9)$$

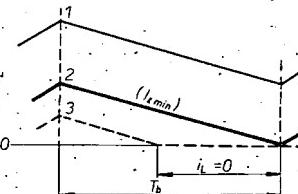
Z rovnice a z obr. 13c, d lze učinit tyto závěry:

A. Absolutní hodnota výstupního napěti U_s je při určitém poměru T_a/T_b lineární funkcí vstupního napěti U_n . To názorně vyplývá ze srovnání U_s pro dva různé poměry $T_a : T_b = 1 : 1$ a $1 : 2$ v časových diagramech na obr. 13c, d.

B. Při $T_a/T_b = k$ a při $U_n = k$ je výstupní napětí U_s teoreticky nezávislé na zatěžovacím proudu i_z , nebude-li narušena rovnost $\Delta i_{La} = \Delta i_{Lb}$. Změna (zvětšení, zmenšení) proudu i_z v přípustných mezech má za následek pouze posuv ustálené stejnosměrné složky proudu i_{Lo} (nahoru; dolů) vůči původní úrovni (obr. 13c, d). Ten toto závěr neplatí pro dynamickou, skokovou změnu i_z .

Protože napětí U_s v praxi konstantní není (mění se v určitých mezech v závislosti na síťovém napěti a výstupním proudu), musí zpětnovazební smyčka ovládat okamžitý poměr T_a/T_b tak, aby bylo dosaženo co nejlepší konvergence $\Delta U_s \rightarrow 0$. To je možné pouze tehdy, nevybočí-li proud i_z z určitých tolerancí, které by narušily platnost (9) a tím i linearitu regulace.

Pro návrh blokujícího měniče je významným kritériem spodní přípustná mez výstupního proudu $i_{z min}$. Ten lze podle obr. 14 definovat jako minimální přípustný



Obr. 14. K omezení linearity blokujícího měniče pro proudy $i_z < i_{z min}$

proud i_z , při kterém ještě nebude přerušen proud cívky L_1 v intervalu T_b (průběh 2): V tomto případě je ustálená složka i_{Lo} právě rovna nule. Jakmile se proud i_z zmenší pod uvedenou hranici, naruší se v důsledku nerovnosti $W_a \neq W_b$ linearita vztahu (9).

Horní mez pro proud i_z vyplývá z logického požadavku konstantní indukčnosti cívky L_1 pro celý rozsah proudů $i_{L min}$ až $i_{L max}$. Tomu musí být věnována pozornost zvláště při použití feromagnetického jádra, které nesmí být syceno do saturacní oblasti.

Z dosavadních úvah již lze postřehnout základní nedostatek blokujícího měniče, kterým je relativně velké zvlnění výstupního napěti U_s . Zvláště při velkých proudech i_z a malých napětích U_s nelze dokonale dodržet podmíinku $U_s = k$, uvažovanou v (8). Napětí na filtračním kondenzátoru C_1 kolísá z rady příčin. První je dána tím, že v intervalu T_a je zátěž napájená výlučně napětím kondenzátoru. Naopak, v intervalu T_b je C_1 nabijen značnými proudovými impulsy, kdy se také mimo jiné uplatňuje napěťový spád na reálné diodě ($U_{AK} = f(i_L)$). Podstatnou roli však hráje především nedokonalost elektrolytických kondenzátorů, užívaných jako C_1 . Měniče z rady důvodů (rozměry a váha, rušení, dynamické parametry...) v praxi pracují s relativně vysokým pracovním kmitotřadem. To sice teoreticky umožňuje volit C_1 s malou kapacitou, na druhé straně se však uplatňují parazitní prvky elektrolytického kondenzátoru (sériová indukčnost, odpor). V jejich důsledku se impulsní charakter proudu i_z promítá i v impulsním charakteru zvlnění ΔU_s .

Zanedbáme-li zatím vliv zmíněných činitelů, kterým se podrobněji věnujeme na jiném místě, můžeme v prvním přiblížení

kapacitu C_1 odvodit z průběhu přechodového jevu na jednoduchém obvodu $R_2 C_1$ v intervalu T_a . Předpokládáme počáteční napětí $U_{C1(0)} = U_s$. Pak pro určitý poměr napětí U_{C1} na počátku a konci intervalu T_a , vyplývající z povoleného zvlnění ΔU_s , vyplývá

$$C_1 \sim \frac{T_a}{U_s} \cdot \frac{R_2}{R_2 \ln \frac{U_{C1}}{U_{C1(0)}}} \quad (10)$$

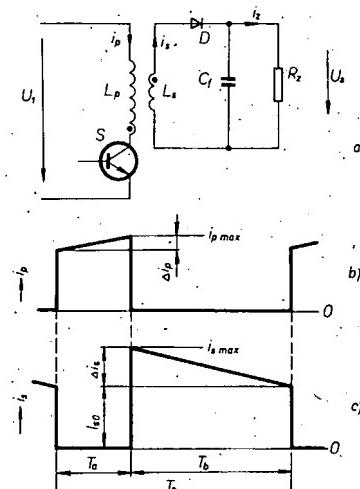
Protože v praxi přípustné zvlnění $\Delta = \Delta U_s / U_s < 20\%$, lze použít vztah

$$C_{fmin} \geq \frac{T_a U_s}{R_2 \Delta U_s} = \frac{T_a i_z}{\Delta U_s} \quad (11)$$

V praxi je nejlépe kapacitu a především typ elektrolytického kondenzátoru optimalizovat experimentem. Přesnější teoretické určení je s ohledem na velké rozdímy proudu i_z při širokých tolerancích parametrů C_1 bezúčelné.

Základní zapojení měniče z obr. 13 je typické opačnou polaritou výstupního napěti U_s vůči vstupnímu U_n v důsledku shodného smyslu proudu i_z v obou intervalech pracovního cyklu T_c . Současně platí omezení $|U_{s max}| \leq |U_n|$.

Libovolné polarity U_s včetně možnosti volby vystupního i sestupního poměru $U_s:U_n$ a galvanického oddělení vstupu – výstupu měniče lze dosáhnout nahradou cívky L_1 impulsním transformátorem. Proto běžné schéma blokujícího měniče spíše odpovídá obr. 15. V obou případech může být výkonový spínač realizován prakticky pouze tranzistorem. Tyristory nebo triaky použít nelze, protože spínač pracuje v obvodu stejnosměrného napěti.



Obr. 15. Základní schéma blokujícího měniče s impulsním transformátorem (a) a časové průběhy primárního (b) a sekundárního (c) proudu

Cinnost zapojení z obr. 15 je v podstatě shodná s dosud uvažovanou, je-li poměr $n_p/n_p = 1$. V intervalu T_a teče proud pouze primárním, v intervalu T_b pouze sekundárním vinutím. Ze srovnání lichoběžníkovitých (obr. 15) a trojúhelníkovitých (obr. 13) impulsních průběhů lze odvodit relace, analogické (5), (8).

$$\Delta i_p = \frac{U_n T_a}{L_p}; \quad \Delta i_s = \frac{U_s T_b}{L_s} \quad (12)$$

Odtud opět pro bezzátrátový měnič

$$\frac{U_n T_a}{L_p} = \frac{n_s}{n_p} \frac{U_s T_b}{L_s}; U_s = U_n \frac{T_a}{T_b} \frac{L_s n_p}{L_p n_s} \quad (13)$$

Z principu transformace indukčnosti

$$L_s / L_p = (n_s / n_p)^2 \quad (14)$$

Vyplývá možnost úpravy vztahu (13) na

$$U_s = U_n \frac{T_a n_s}{T_b n_p} \quad (15)$$

Udělejme nyní hrubý orientační návrh blokujícího měniče s impulsním transformátorem. Nejprve určíme indukčnost L_s sekundárního vinutí. Výchozími parametry jsou požadované výstupní napětí U_s a minimální výstupní proud $I_{z \min}$, definovaný jako v předchozím příkladu. Proud I_z je obecně roven střední hodnotě impulsního průběhu $I_{z0} + \Delta I_{z0}$ (obr. 15c). Protože při $I_{z \min}$ je $I_{z0} = 0$, platí

$$I_{z \min} = \frac{\Delta I_{z0}}{2} \frac{T_b}{T_c} \quad (16)$$

Dosazením ΔI_{z0} z tohoto vztahu do (12) je indukčnost sekundárního vinutí, při které je právě dosaženo „dotek“ $I_{z \min}$ s nulovou úrovni

$$L_s = \frac{U_s T_b^2}{2 I_{z \min} T_c} \quad (17)$$

Ze stejné podmínky ($I_{z \min}$) vyjdeme i při návrhu indukčnosti L_p primárního vinutí. Nejprve odvodíme poměr $L_p : L_s$ podle (14), (15):

$$L_p / L_s = \left(\frac{U_n T_a}{U_s T_b} \right)^2 \quad (18)$$

Po dosazení L_s z (17)

$$L_p = \frac{(U_n T_a)^2}{2 U_s T_a I_{z \min}} \quad (19)$$

Pro definici špičkového primárního proudu a tedy i kolektorového proudu spinacího tranzistoru na konci intervalu T_a vyjdeme z určení proudu I_z jako střední hodnoty sekundárního proudu $i_{s(t)}$ s ustálenou počáteční podmínkou $i_{s0} > 0$

$$I_z = (I_{z \max} - \Delta I_{z0}) \frac{T_b}{T_c} + \frac{\Delta I_{z0} T_b}{2} \frac{T_b}{T_c} \quad (20)$$

Odtud

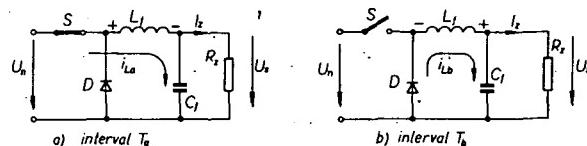
$$I_{z \max} = I_z \frac{T_c}{T_b} + \frac{\Delta I_{z0}}{2} \quad (21)$$

Proud $I_p \max$ je pak roven

$$I_p \max = \frac{n_s}{n_p} (I_z \frac{T_c}{T_b} + \frac{\Delta I_{z0}}{2}) \quad (22)$$

Jádro tlumivky L_1 , popř. impulsního transformátoru musí být dimenzováno tak, aby se nemohlo přesytit. Vzhledem k pracovnímu kmitočtu se využívá jader feritových. Pohyblivá ss složka $I_{L1} = f(I_z)$ a velký proudový rozkmit $I_{L1 \max} > I_{z \max}$ jsou u blokujících měničů hlavními příčinami velkého magnetického toku Φ_{\max} na jednotku výkonu. Pro zmenšení potřebného průřezu jádra se zpravidla, při větších výstupních výkonech zásadně, užívá vzduchové mezery. Ta však musí být volena jako přijatelný kompromis mezi rozměry realizovaných cívek a velikostí rozptylového pole.

Obr. 16. Základní schéma propustného měniče



Indukční zátěž výkonového spínače je určujícím činitelem volby typu vhodného tranzistoru z hlediska jeho druhého kritického parametru, kterým je kolektorové napětí $U_{CE \max}$ v nevodivém stavu. Z napěťových poměrů na primárním vinutí impulsního transformátoru, při uvážení mezního poměru $T_a / T_b = 1$ a těsné vazby primární – sekundární vinutí

$$U_{CE \max} \doteq \frac{U_n}{1 - T_b / T_c} = 2U_n \quad (23)$$

S přihlédnutím k přechodovým jevům při rozpínání tranzistoru je v praxi nutno počítat s jistou rezervou, proto $U_{CE \max} > 2U_n$.

Do konkrétního návrhu blokujícího měniče je samozřejmě nutno zahrnout reálné parametry obvodových prvků, jež mají vliv jak na účinnost regulátoru, tak na kvalitu výstupního, regulovaného napětí.

V souhrnu lze uvést, že funkčně i z hlediska realizace jsou blokující měniče relativně jednoduché. Dobrých výsledků lze poměrně snadno a levně dosáhnout především při regulaci větších výstupních napětí a při malých výstupních proudech. Tehdy může být poměrně zvláštní výstupní napětí $\Delta U_s / U_s$ velmi malé. Z těchto důvodů je oblast výstupních výkonů až do jednotek W právě doménou blokujících měničů. Právě napětí U_s a výstupní proudy přes 1 A se již, pro značné problémy s dynamickou odchylkou $\Delta U_{st(t)}$, výhodou blokujících měničů vytrácejí.

Při konstrukci měničů s malými výstupními výkony se dosud, převážně z ekonomických důvodů, užívá nejčastěji regulace proměnným kmitočtem. Jednoduché konstrukce regulátorů tohoto typu jsou velmi vhodným úvodem k praktické činnosti v oblasti impulsní regulace. Ekonomicky zajímavá je i regulace volně kmitajících blokujících měničů. Jednoduchým regulátorům s blokujícími měniči se z těchto důvodů věnujeme podrobněji v praktické části příspěvku.

Konstatujeme závěrem, že perspektivu jedno i několikahladinových blokujících měničů lze vidět především v oblasti spotřební elektroniky, kde se jejich hlavní přednost, jednoduchost i ekonomika řešení, projevuje nejmarkantněji.

Propustný měnič (Forward converter)

Zhruba od 70. let se v literatuře počíná objevovat nový typ měniče, označovaný jako propustný. Již z označení vyplývá, že k přenosu energie ze vstupního do výstupního obvodu užívá propustný měnič aktivního intervalu T_a . Toho lze v zásadě dosáhnout i obrácením smyslu jednoho z vinutí impulsního transformátoru blokujícího měniče na obr. 15. Důsledkem by ovšem byla obtížná regulace a extrémní ΔU_s .

Funkce i princip klasického propustného měniče vyplývá z obr. 16, rozkresleno opět pro jednotlivé fáze činnosti spínače S.

V intervalu T_a je spínač sepnut. Přes L_1 teče ze vstupního do výstupního obvodu proud I_{L1} . U předpokládaného bezzátrátového měniče je v tomto intervalu na svorkách L_1 napětí $U_n - U_s$. Změna (zvětšování) proudu

$$\Delta I_{L1} = \frac{(U_n - U_s)}{L_1} T_a \quad (24)$$

má lineární průběh. V ustáleném režimu, tj. při $I_z = k$, bude změna (zmenšení) proudu ΔI_{L1} ve druhém intervalu pracovního cyklu

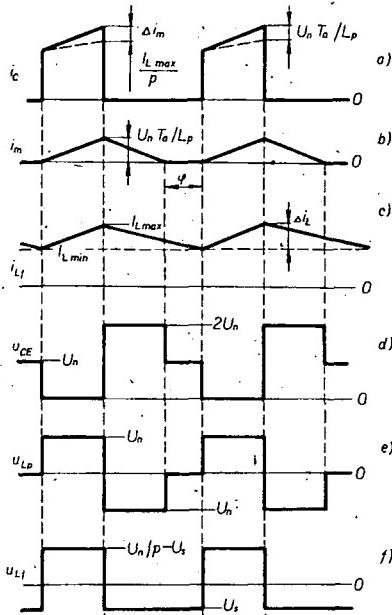
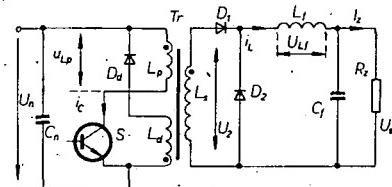
$$\Delta I_{L1} = \frac{U_s}{L_1} T_b \quad (25)$$

V intervalu T_b , při rozepnutém spínači S, je zátěž napájená energií akumulovanou L_1 , přes nyní propustně polarizovanou rekuperací diodou D. Pokles proudu ΔI_{L1} je opět s časem lineární. Z rovnosti $\Delta I_{L1} = \Delta I_{L1}$ vyplývá základní vztah pro definici výstupního napětí

$$U_s = U_n \frac{T_a}{T_c} \quad (26)$$

které je nyní určeno poměrem doby trvání aktivního intervalu T_a k době periody T_c , srovnaje s (9).

Vedle toho, že výstupní napětí má nyní shodnou polaritu se vstupním, si již můžeme povídít podstatné výhody propustného měniče vzhledem k blokujícímu. Proud, tekoucí L_1 , skládající se z ustálené složky I_{L1} a pilovitého průběhu ΔI_{L1} , má nyní prakticky spojitý charakter v průběhu celé periody pracovního cyklu T_c .



Obr. 17. Zjednodušené zapojení a časové průběhy propustného měniče s impulsním transformátorem ($n_p = n_a, n_p / n_s = p$): a) proud primární vinutím Tr ($I_p = I_d$), b) magnetizační proud i_m , c) proud filtrační tlumivkou (i_{L1}), d) napětí U_{CE} spínacího tranzistoru, e) napětí na primárním vinutí, f) napětí na L_1 .

Pro optimální režim ($I_z > I_{z \min}$) lze dosáhnout toho, že rozkmit Δi_L je řádově menší než I_z . Jelikož L_1 tvoří s C_1 účinný filtrační člen v průběhu celého pracovního cyklu, lze ve srovnání s blokujícím měničem dosáhnout řádkového zmenšení dynamické odchyly ΔU_{sL} .

Návrhem měniče tohoto typu, pro který samozřejmě platí omezení $U_s < U_n$, se budeme podrobně zabývat v praktické části. Nyní se věnujeme podrobnějšímu rozboru propustného měniče s impulsním transformátorem (obr. 17).

Interval T_a počíná skokovým sepnutím spínacího tranzistoru S kladným impulsom z řídících obvodů do jeho báze (tranzistor n-p-n). Kolektorovým obvodem a primárním vinutím Tr teče proud i_C . Propustně polarizovanou diodou D_1 prochází transformovaný vstupní proud přes tlumivku L_1 do zátěže a výstupního filtračního kondenzátoru C_1 . Tento sekundární proud i_{L1} se s časem lineárně zvětšuje od určitého proudu $I_{L \min}$. Od určitého proudu, závislého na převodu Tr ($I_{\alpha} = I_{L \min}/p$) se lineárně zvětšuje také proud i_C primární vinutím (obr. 17a, c). V intervalu T_a zastává tlumivka L_1 dvě funkce. Jednak působí s C_1 jako účinný filtr LC , jednak akumuluje část vstupní energie.

Energie v intervalu T_a se akumuluje také průchodem proudu primárním vinutí Tr.

Skokovým zavřením tranzistoru záporným impulsem do jeho báze přechází činnost měniče do intervalu T_b . Určitá část energie, akumulovaná tlumivkou L_1 , je nyní propustně polarizovanou diodou D_2 přenášena do zátěže a kondenzátoru C_1 . Dioda D_1 nyní pracuje jako oddělovací, D_2 jako rekuperární. Tlumivka L_1 zabraňuje skokové změně proudu i_{Lb} , který se proto v intervalu T_b lineárně zmenšuje. Z obr. 17c je patrné, že při správném návrhu lze dosáhnout spojitého, lineárního pilovitého průběhu i_L s rozkmitem podstatně menším, než je amplituda výstupního proudu I_z . Z toho vyplývá relativně malé zvlnění ΔU_s .

Aby se nepresyovalo jádro impulsního transformátoru, které v intervalu T_a akumuluje energii, představovanou magnetizačním proudem.

$$\Delta i_m = \frac{U_n T_a}{L_p} \quad (27)$$

která v intervalu T_b není výstupním obvodem měniče odebírána, užívá se pomocného demagnetizačního vinutí L_d se shodným počtem závitů a opačným smyslem vinutí vůči primárnímu. Pak se v intervalu T_b vrací akumulovaná energie přes diodu D_d zpět do zdroje vstupního napětí, zvětšuje se náboj vstupního filtračního kondenzátoru C_1 . Je logické, že pro kompenzaci magnetického obvodu se musí demagnetizační proud zmenšit na nulu dříve, než je ukončena pracovní perioda T_c , viz předstih φ na obr. 17b. Pro shodný počet závitů a dokonalou vazbu indukčnosti L_p , L_d vyplývá mezní přípustný poměr intervalů $T_a/T_b \leq 1$. Užitím demagnetizačního vinutí je současně omezeno mezní napětí U_{CE} rozepnutého tranzistoru po dobu, kdy $i_d > 0$, na

$$U_{CE \max} = 2U_n \quad (28)$$

viz obr. 17d, e. Vzhledem k základnímu při prepínání tranzistoru (rozptýlové indukčnosti, kapacity) je v praxi opět nutno počítat s určitou rezervou.

Pro výstupní napětí bezzátrátového měniče lze odvodit vztah, obdobný (26). Napětí U_s je úměrné střední hodnotě usměrněných napěťových impulsů na sekundárním vinutí transformátoru

$$U_{2 \max} = U_n \frac{n_s}{n_p}$$

$$U_s = U_n \frac{n_s T_a}{n_p T_c} \quad (29)$$

Spodní hranice proudu I_z , při němž se ještě nepřeruší proud i_{L1} , vyplývá z obr. 17c, položíme-li $I_{L \min} = 0$. Potom rozkmit

$$\Delta i_{L1} = \frac{(U_{2 \max} - U_s)}{L_1} T_a = \frac{U_s}{L_1} T_b \quad (30)$$

a výstupní proud je střední hodnota lineárního, nepřerušovaného proudu pilovitého průběhu

$$I_{z \min} = \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{U_s}{2 L_1} T_b \quad (31)$$

Proud $I_{z \min}$ se v praxi volí v rozsahu asi 0,05 až 0,1 $I_{z \max}$. Proud I_z by se pod tuto hranici neměl zmenšit, protože tím by se narušila linearity regulace. Výstupní napětí již není teoreticky nezávislé na I_z , ale s poklesem $I_z < I_{z \min}$ se lineárně zvětšuje. V mezním případě, při $I_z = 0$, může teoreticky dosáhnout až $U_s = U_{2 \max}$, nezabránil tomu zisk řídících obvodů (extrémní rozsah regulačního poměru $T_a : T_c$).

Indukčnost tlumivky L_1 lze odvodit z (30), (31)

$$L_1 = \frac{U_s T_b}{2 I_{z \min}} \quad (32)$$

Pro větší výstupní výkony musí mít jádro tlumivky vzduchovou mezera (sycení stejnospěrným proudem $I_z >> \Delta i_{L1}$).

Při návrhu Tr určíme převodní poměr z (29) při uvážení nejhorších pracovních podmínek ($U_{n \min}$)

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{U_n T_b}{U_s T_c} \quad (33)$$

Indukčnost primárního vinutí vyplývá z (27)

$$L_p = \frac{U_n T_a}{\Delta i_m} \quad (34)$$

Zde je důležitá správná volba magnetizačního proudu Δi_m . Z časového průběhu na obr. 17a je patrné, že primární (kolektorový) proud se v intervalu T_a skládá ze dvou složek

$$i_C = i_{L1} \frac{n_s}{n_p} + i_m \quad (35)$$

V okamžiku sepnutí tranzistoru je vlivem sekundární zátěže Tr skokové dosaženo proudu $i_{CO} = I_{L \min} n_s / n_p$, prakticky nezávislého na indukčnosti L_p . Přitom je magnetický tok v jádře Tr zhruba nulový. Kromě toho, že se v intervalu T_a zvětšuje sekundární proud až k $I_{L1 \max}$, je z obr. 17a zřejmé i lineární zvětšování toku v jádře transformátoru. Velikost proudu Δi_m má přímý vliv na rozdíly (průřez) jádra. Při jeho určení ($i_m < I_{C \max}$) lze v praxi vycházet ze vztahu

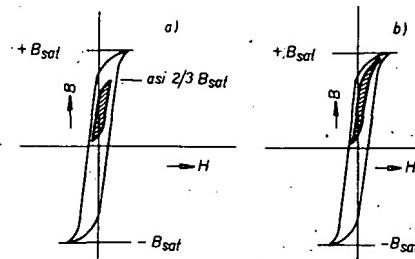
$$\Delta i_m = \frac{I_{z \max} n_s}{10 n_p} \quad (36)$$

Sycení jádra pak vyplývá z

$$B_{\max} = \frac{L_p \Delta i_m}{n_p S} \quad (37)$$

Indukčnost sekundárního vinutí

$$L_s = L_p \left(\frac{n_s}{n_p} \right)^2 \quad (38)$$



Obr. 18. Kestanovení sycení jádra impulsného transformátoru

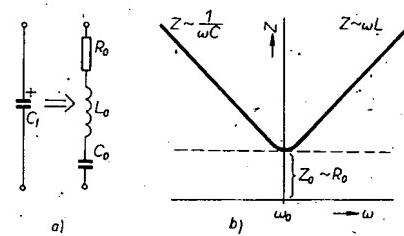
Špičkový kolektorový (primární) proud je vzhledem k $\Delta i_{L1} < I_{z \max}$ přibližně

$$I_{C \max} \approx I_{z \max} \frac{n_s}{n_p} \quad (39)$$

Poznamenejme ještě, že s ohledem na skokovou změnu Δi_z musí být zajištěna rezerva v sycení jádra trafa, $B_{\max} \leq 0,7 B_{sat}$ (obr. 18). Magnetický tok v jádře má jednosměrnou polarizaci. U propustného měniče je již možno exaktně uvažovat o velikosti a průběhu zvlnění výstupního napětí v průběhu pracovní periody T_c . Srovnáme-li amplitudy ΔU_{sL} na obr. 15c a Δi_{L1} na obr. 17c, je to zcela logické. Je-li u propustného měniče Δi_{L1} řádově menší než I_z , přičemž proud i_{L1} prochází ze vstupního obvodu prakticky bez přerušení, jsou dány teoretické předpoklady k dosažení velmi dobrého průběhu zvlnění ΔU_s .

Dominantní vliv na kvalitu a dynamickou stabilitu napětí U_s z hlediska současného mají prvky $L C_1$.

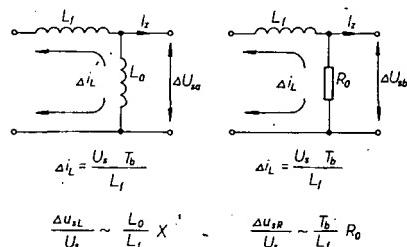
Pro minimalizaci zvlnění je třeba kondenzátor C_1 s co největší kapacitou. Přesto platí, že od určité kapacity C_1 není ani tak důležitá kapacita, jako spíše typ elektrolytického kondenzátoru. To vyplývá z výrazného uplatnění parazitních prvků kondenzátoru, především náhradního sériového odporu R_0 a vzhledem k pracovnímu kmitočtu měniče i sériové indukčnosti L_0 (obr. 19a). Pro orientaci: u běžných



Obr. 19. Náhradní schéma elektrolytického kondenzátoru. (a) a jeho impedanční charakteristika (b)

elektrolytických kondenzátorů R_0 = desítky až stovky mΩ, L_0 = jednotky až desítky μH. Je patrné, že náhradní prvky R_0 , L_0 , C_0 tvoří v podstatě sériový rezonanční obvod. Při rezonančním kmitočtu se C_1 chová přibližně jako odpor R_0 , při $f < f_0$ má kapacitní, při $f > f_0$ indukční charakter. Vlivy jednotlivých parazitních prvků na zvlnění ΔU_s lze postihnout náhradními schématy (obr. 20). Zvlnění vlivem parazitní indukčnosti L_0 je v podstatě úměrné poměru L_0/L_1 . Tato složka je, obvykle, vzhledem k reálným hodnotám L_1 , méně výrazná, než zvlnění na odporu R_0 , závislé na rozkmitu proudu Δi_{L1} .

Odpor R_0 je rozhodujícím kritériem pro výběr toho kterého typu elektrolytického

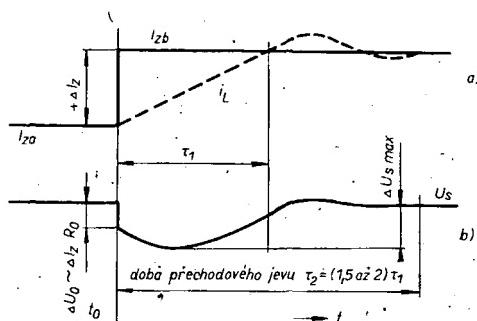


Obr. 20. Zjednodušené náhradní schéma pro odvození vlivu L_o (a) a R_o (b) na zvlnění

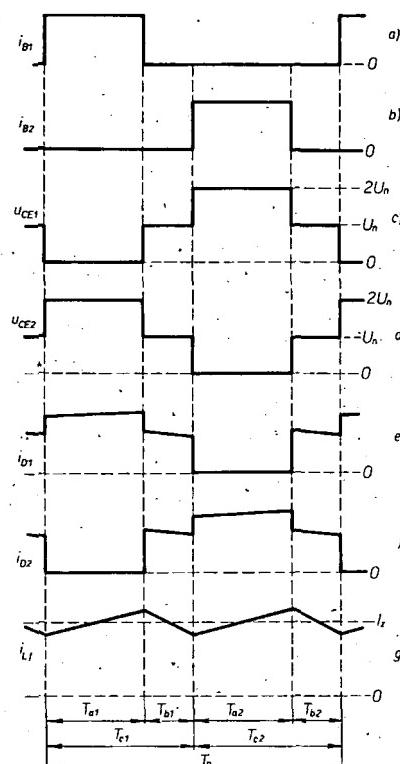
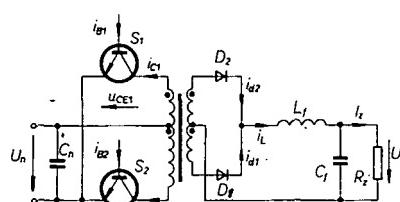
kondenzátoru. V zahraničí jsou dostupné speciální kondenzátory s velkou kapacitou, s malou impedancí a s malými rozměry. U nás, viz např. zdroje ZPA Děčín, se C_1 nejčastěji realizuje paralelním řazením několika běžných kondenzátorů, přičemž se tato „baterie“ doplňuje jedním nebo několika kvalitními tantalovými kondenzátory. Výsledné parametry obou řešení jsou v oboru běžných teplot prakticky srovnatelné.

Výstupní filtr $L_f C_1$ má podstatný vliv také na dynamickou odezvu regulátoru. Impulsně regulované zdroje mají obecně mnohem pomalejší odezvu výstupního napětí na skokovou změnu zatěžovacího proudu, než zdroje klasické. Zatímco ty reagují na skok ΔI_z prakticky okamžitě a proporcionálně, dochází u spinacích zdrojů k typické dynamické odchylce ΔU_s , působené především zpožděním změny proudu tlumivkou výstupního filtru (ΔI_z je lineární funkci času). Rozdíl v okamžitých hodnotách obou proudu se promítá v dynamické odchylce $\Delta U_{s(t)}$.

Na obr. 21 jsou stylizované průběhy při skoku $+\Delta I_z$. Měnič na tuto změnu reaguje prakticky okamžitě lineárním zvětšením proudu I_L . Tím se ovšem naruší dosud uvažované ustálené počáteční podmínky, $I_{L0} \neq k$. Na počátku přechodového jevu je $i_L < I_z$. Rozdíl proudu sice projeví, je-li kapacita C_0 dostatečně velká, především v úbytku napětí na parazitním odporu R_0 . Proto se napětí U_s v čase t_0 skokově zmenší přibližně o $\Delta U_0 = \Delta I_z / R_0$ (obr. 21b). Na pokles reagují také řídící obvody, proud I_L se lineárně zvětšuje, až v určitém čase bude $i_L = I_z$. Vlivem nespojitosti regulace však se ještě po určité době zvětší, čímž dochází k proudovému i napěťovému překmitu, protože výstupní napětí reaguje v souladu se změnou i_L . Doba potřebná k odeznění přechodového jevu, k opětovnému dosažení ustáleného počátečního proudu I_{L0} pro nový zatěžovací proud I_z , je závislá na velikosti skoku



Obr. 21. Stylizovaná odezva výstupního napětí U_s na skokovou změnu zatěžovacího proudu I_z



Obr. 22. Protitaktový měnič: a) budicí proud S_1 , b) budicí proud S_2 , c) U_{CE} tranzistoru S_1 , d) U_{CE} tranzistoru S_2 , e) proud diodou D_1 , f) proud diodou D_2 , g) proud tlumivky L_1

ΔI_z , parametrech filtru $L_f C_1$, zisku a způsobu kmitočtové kompenzace zpětnovazební smyčky. Pro skok $\Delta I_z = I_{z\max}/2$ se dosahuje doba $\tau_2 = 2\tau_1$. Obecně platí, že odchylka ΔU_s je tím menší, čím menší je R_0 a větší C_0 . Doba přechodového jevu se prodlužuje se zvětšováním indukčnosti L_f , jeho tlumení je tím větší, čím větší je zisk zpětnovazební smyčky.

Propustný měnič můžeme v souhrnu označit za optimální současné řešení pro naprostou většinu v úvahu přicházejících aplikací impulsně regulovaných zdrojů.

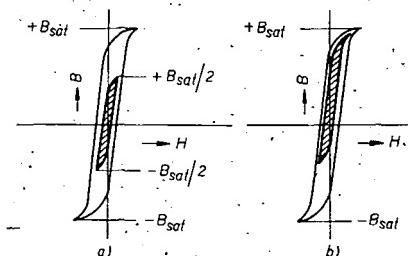
Protitaktový měnič (Push – pull converter)

Princip protitaktového (dvojčinného) měniče (obr. 22) lze postihnout analogií s dvojicí protitaktově pracujících propustných měničů se společným impulsním transformátorem, akumulační tlumivkou a filtračním kondenzátorem C_1 . Typické pro tento typ měniče je to, že v důsledku společného jádra obou měničů nemusí být Tr opatřen demagnetizačním vinutím.

Spinací tranzistory S_1, S_2 se v činnosti během každého pracovního cyklu T_p periodicky střídají (T_{a1}, T_{a2}). Při tom musí být bezpečně zajištěno, že se v žádném případě nemohou vzájemně překrýt dílčí intervaly (T_{c1}, T_{c2}) obou sekcí měniče, což vyžaduje zvýšené nároky na řídící obvody (založené výlučně na regulaci s $T_p = 2T_c = k$).

Princip protitaktového měniče: je-li sepnut spínač S_1 , vede dioda D_1 . Přes tlumivku L_1 prochází proud do výstupního obvodu. Tlumivka L_1 opět akumuluje část energie, předávané ze vstupního obvodu. Je-li S_1 rozpojen, musí druhý spínač S_2 zůstat po určité době bezpodmínečně v rozepnutém stavu. Po této době (T_{b1}) pracuje obě diody D_1, D_2 jako rekuperační – část energie, akumulované polem L_1 je přenášena do zátěže. Ve druhé části periody T_p je nejprve sepnut spínač S_2 . Vede dioda D_2 , energie je ze vstupního do výstupního obvodu opět přenášena přes L_1 . Po rozepnutí S_2 opět obě diody pracují jako rekuperační.

V ideálním případě, při absolutní symetrii intervalů T_{c1}, T_{c2} , indukčnosti měniče a $I_z = k$ má magnetický tok Tr nulovou ss složku. Jeho jádro by ve srovnání s propustným měničem mohlo mít teoretičky poloviční průřez (na jednotku výkonu). Praktické nesymetrie a především možnost dynamických změn zatěžovacího proudu však způsobují, že Tr bývá dimenzován zhrubá stejně jako u klasického propustného měniče (obr. 23).



Obr. 23. Sycení jádra transformátoru protitaktového měniče při konstantní (a) a skokové proměnné (b) zátěži

Oproti propustnému měniči lze pozorovat odlišný průběh proudu tlumivky L_1 . Energie, akumulovaná transformátorem po dobu závěrných intervalů spínačů způsobuje, že anody diod D_1, D_2 , které v těchto pracovních fázích působí jako rekuperační, nejsou na nulovém potenciálu. Tím se zmenší proud i_{Lb} akumulační cívky. Transformovaný magnetizační proud, ovlivňující průběh i_{Lb} , se uplatňuje především při malých proudech I_z .

Sekundární obvod měniče působí jako zdvojováč kmitočtu, což má příznivý vliv na zmenšení zvlnění ΔU_s . Protitaktový měnič mohou samozřejmě pracovat s činitelem plnění impulsu $T_a/T_c > 1/2$. Vždy však musí být zajištěno, že $T_b > 0$.

Výstupní napětí U_s je za podmínky nepřerušovaného proudu i_L úměrné vztahu

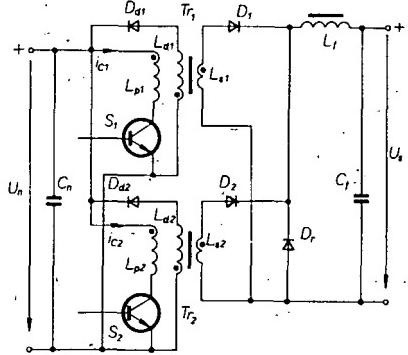
$$U_s = \frac{n_s}{n_p} U_n \frac{T_a}{2T_c} \quad (40)$$

Výhodou protitaktového měniče je prakticky dvojnásobný výstupní výkon ve srovnání s měničem propustným. Nedostatkem je obtížná realizace transformátoru (symetrie, vazby, izolace) a mimořádné požadavky na řídící obvody. Mezní napětí spinacích tranzistorů je opět $U_{CE} = 2U_n$.

S protitaktovním měničem se můžeme setkat především u zdrojů s velkými výstupními výkony rádu stovek W.

Dvojitý propustný měnič (Double forward converter)

Další a možno říci výhodnější možnost spolupráce dvou propustných měničů znázorňuje obr. 24. V tomto případě má každý z měničů, pracujících opět v proti-

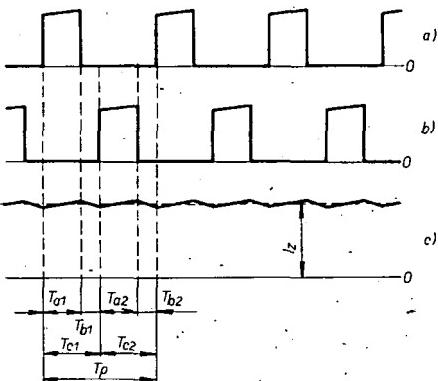


Obr. 24. Funkční schéma dvojitého propustného měniče

taktu, svůj vlastní impulsní transformátor s demagnetizačním vinutím. Společná je značná část řidicích obvodů, pracujících opět prakticky výlučně na principu konstantní periody T_c a obvod výstupního filtru (rekuperátor dioda D_r , tlumivka L_r a výstupní kondenzátor C_r).

Podmínka propustného měniče $T_a/T_c < 1/2$ platí samozřejmě i zde. Je však třeba si uvědomit, že v důsledku fázových relací protitaktové pracujících měničů je činitel plnění sekundárních impulsů dvojnásobný (obr. 25). Proto

$$U_s = 2 \frac{n_s}{n_p} U_n \frac{T_a}{T_c} \quad (41)$$

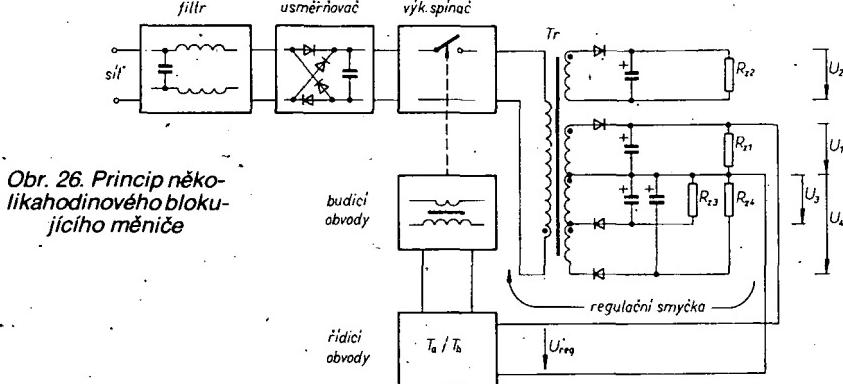


Obr. 25. Dvojitý propustný měnič: a) průběh proudu i_{C1} , b) proud i_{C2} , c) proud tlumivkou L_r .

Paralelním řazením výstupů obou měničů je opět dosaženo dvojnásobného výstupního výkonu vůči jednoduchému propustnému měniči, vztázeno k určitému proudu spínacího tranzistoru $I_C \max$. Stejně je redukováno i zvlnění ΔU_s , protože výstupní obvod měniče působí jako zdvojovač kmitočtu. Je lepší i dynamická odezva, protože vedle možnosti volit menší kapacitu C_r vychází i menší indukčnost rekuperátorní cívky L_r .

Oproti protitaktovému měniči je výhodou, že se užitím samostatných transformátorů obou sekcí neovlivňuje se složka sycení jader vzájemnými nesymetriemi provedené a budicích signálů. Prakticky se neuplatňuje ani vliv magnetizačního proudu na průběh i_L , viz užití společné rekuperátorní diody D_r .

Nevýhodou jsou opět zvýšené náklady (dva výkonové spínací, dva transformátory, složitější řidicí a budicí obvody atd.). Dvojité propustné měniče se proto opět užívají výlučně k regulaci velkých výstupních výkonů.



Obr. 26. Princip několikahodinového blokujícího měniče

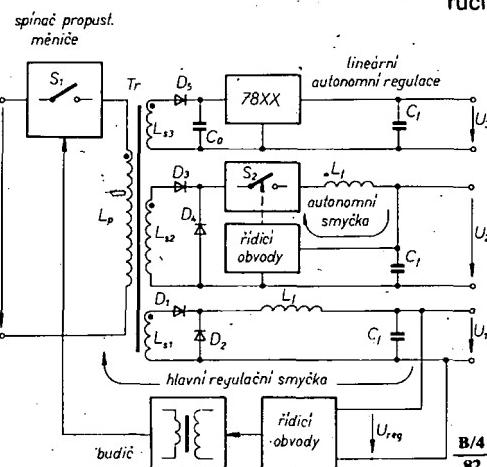
Několikahladinové měniče

Princip impulsní regulace velmi dobře vyhoví častému požadavku současně stabilizace několika výstupních napětí. Pro tento účel je velmi ekonomický měnič, typický několika sekundárními vinutími, usměrňovacími a filtrovými obvody. Vstupní odrušovací filtr, usměrňovač a primární část měniče mohou být společné. Společná může být i většina řidicích, budicích a pomocných obvodů regulátoru.

Konkrétní řešení těchto měničů mohou být velmi hrubě rozdělena do dvou typických skupin:

a) Několikahladinový blokující měnič.

Nejjednodušší a ekonomicky nejvhodnější je ke stabilizaci několika napětí princip blokujícího měniče (obr. 26). Při tom všechna napětí tvoří společnou sekundární zátěž měniče. Podle smyslu sekundárního vinutí a orientace usměrňovacích diod mohou být získána napětí libovolné polarity, případně může být některé galvanicky odděleno od ostatních. Napěťová úroveň každé „hladin“ je určena příslušným transformačním poměrem n_s/n_p . V regulátoru se běžně uplatňuje pouze jediná regulační smyčka, vztázená obvykle k výkonově podstatně výstupní hladině (na obr. 26 hladina U_1). Ostatní napětí jsou tedy stabilizována nepřímo. Předpokladem možnosti využití tohoto principu jsou relativně stálé odběry proudu jednotlivých „hladin“. Regulační smyčka v podstatě pouze eliminuje vliv kolísání síťového nebo jiného napájecího napětí na velikost jednotlivých výstupních napětí. Na jedné straně je měnič velmi ekonomický, především extrémní jednoduchostí výstupních filtrů, na druhé straně je typické značné zvlnění ΔU_s pro větší výstupní proudy a možnost vzájemného ovlivňování. Proto se s několikahladinovým blokujícím měničem setkáváme především ve spotřební elektronice.



Obr. 27. Různé možnosti regulace výstupních napětí

b) Několikahladinové propustné a protitaktové měniče.

S těmito typy měničů se setkáváme v energetické i kvalitativně náročných zařízeních, jako jsou počítače. Základní regulační smyčka bývá ovládána výkonově dominantním výstupním napětím („hladinou“) (obr. 27). Ostatní „hladiny“ mají své vlastní, autonomní regulační smyčky. Dva základní způsoby jejich regulace jsou naznačeny ve schématu.

Hlavní regulační smyčka je ovládána řidicími obvody, které pracují prakticky výlučně na principu konstantní periody T_c , s různým poměrem T_a/T_c . Touto smyčkou je regulována hlavní hladina U_1 .

Druhá hladina, označená jako U_2 , je regulována vlastním propustným měničem na sekundární straně impulsního transformátoru. Při tom její řidicí obvody pracují synchronně s hlavní regulační smyčkou (shodná doba periody T_c) tak, že vlastní zkracuje dobu aktivního intervalu T_a na výstupu spínače S_2 . Vzhledem ke střídavému charakteru sekundárních napěťových impulsů je v tomto případě možná i regulace tyristorem ap. To je jedna z možností autonomní regulace výstupní hladiny.

Pro hladiny s menšími výstupními výkonu je mnohdy vhodná spojitá regulace (U_3). Pro ni pak měnič představuje předregulační obvod, který eliminuje vliv kolísání napájecího napětí na výkonovou ztrátu regulačního tranzistoru. S výhodou lze v těchto případech použít pevný monolitický regulátor.

V tomto krátkém přehledu problematiky měničů jsme pochopitelně nemohli zacházet do přílišných detailů. Přesto se domnívám, že různé varianty měničů, s nimiž se v praxi můžeme setkat, mohou být na základě provedeného rozboru analyzovány s dostatečnou důkladností. Umyšleně byly opomenuty varianty regulátorů s tyristorovou předregulací, které pro extrémní problémy s odrušením nelze, zvláště pro amatérské aplikace, doporučit.

Součásti měničů

Dosud jsme uvažovali měniče jako ideální, bezzátrátové, se 100% účinností. Skutečná účinnost je samozřejmě vždy menší a mnohdy velmi podstatně. Pro její optimalizaci, zajištění spolehlivé funkce atd. je třeba věnovat značnou pozornost parametrům součástek, zejména těch, s nimiž se jinak běžně nesetkáváme. Konfrontujeme nyní teoretické předpoklady z předchozí kapitoly s našimi současnými technologickými možnostmi.

Bipolární výkonové tranzistory

Ideální spínací tranzistor by měl mít nulový odpor v sepnutém, nekonečný v nevodivém stavu. Rovněž by měly být nulové i přepínací ztráty při přechodu tranzistoru do nevodivého stavu a naopak. To jsou požadavky prakticky nesplnitelné. U tranzistoru výkonového spínače měniče jsou rozhodujícími parametry mezní přípustné napětí U_{CEmax} , dosažitelné saturační napětí v sepnutém stavu U_{CESat} , kolektorový proud I_{Cmax} , výkonová ztráta P_{Cmax} , odolnost vůči druhému průrazu, rychlosť a spínací parametry.

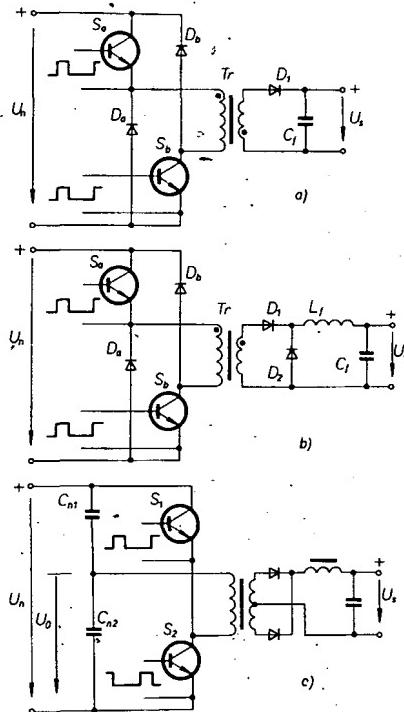
Napětí kolektor-emitor

V sepnutém stavu je minimální dosažitelné napětí na spínacím tranzistoru rovno U_{CESat} . To pro větší kolektorové proudy znamená značné zmenšení účinnosti měniče, zvláště uvádíme-li, že pro dosažení přijatelných dynamických parametrů (t_{on}) a také omezení výkonové ztráty budicího obvodu není buzení tranzistoru na saturační mez často možné. Napětí U_{CE} sepnutého tranzistoru je pro větší výstupní výkon běžně v rozsahu jeden až několik V. Proto je v tomto ohledu výhodné použít měniče s impulsním transformátorem o sestupném převodu – v našich podmínkách si však musíme uvědomit, že tranzistor musí mít přípustné napětí U_{CEmax} v nevodivém stavu velmi velké, neboť vesměs $U_{CEmax} \geq 2U_n$. Při napájení měniče přímo usměrněným síťovým napětím (horní tolerance 240 V)

$$U_{CEmax} \geq 2\sqrt{2 \cdot 240} V = 680 V \quad (42)$$

S rezervou, vynucenou možnými překmity (díky indukčnosti primárního vinutí), je minimální přípustné napětí $U_{CEmax} = 750$ V. Pro nedostupnost vysokonapěťových tranzistorů byly dříve užívány různé modifikace měničů, redukující napětí U_{CEmax} na polovinu (obr. 28). Tranzistory blokujícího měniče na obr. 28a jsou splynány současně. Spínací diody zajišťují, že napětí na libovolném z nich nepřekročí velikost U_n . Obdobně je redukováno napětí $U_{CEmax} = U_n$ i u spínačů propustného měniče na obr. 28b. V zapojení protitaktovního měniče na obr. 28c se zmenšuje napěťové namáhání tranzistorů jejich uspořádáním do můstku. Ve středu sériově řazené dvojice filtračních kondenzátorů je udržováno prakticky konstantní napětí $U_0 = U_n/2$. Je samozřejmé, že ve srovnání s klasickým měničem, obr. 22, je za stejných podmínek výstupní výkon poloviční.

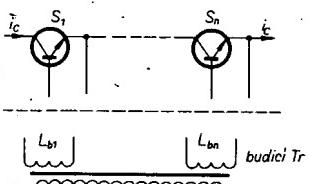
Po naznačených úpravách je požadované napětí $U_{CEmax} = 380$ V. Proto se nahrazoval vysokonapěťový tranzistor i sériovou kaskádou tranzistorů s menším U_{CEmax} (obr. 29). Všechny tyto varianty vedou



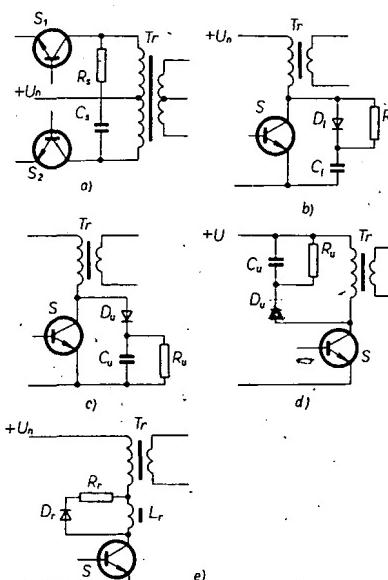
Obr. 28. Varianty měničů s $U_{CEmax} = U_n$

však k obvodové a technologické složitosti až na hranici únosnosti a mají negativní vliv na spolehlivost. V současné době se používají prakticky výlučně speciální vysokonapěťové tranzistory.

V konkrétním zapojení je vždy nutno zajistit bezpečný pracovní režim tranzistoru za všech možných okolností. Kritické jsou zejména přechodové fáze (spínání, rozpínání) pracovního cyklu, zvláště proto, že tranzistory pracují s indukční zátěží (druhý průraz) a často na hranici mezních parametrů.



Obr. 29. Kaskádná náhrada v tranzistoru



Obr. 30. Různé varianty ochranných obvodů tranzistoru, užívané v měničích

Předešlím musí být zajištěny kvalitní budicí obvody (výkon, malý vnitřní odpor R_g , inverzní bázový proud při rozpínání...). I při splnění těchto požadavků může být bezpečný pracovní režim tranzistoru, především v důsledku parazitních prvků pracovní indukčnosti, překročen. Tomu zabráňují ochranné obvody.

Ochranné obvody spínacího tranzistoru

U protitaktovních měničů se užívá sériového člena RC , přemosťujícího primární vinutí transformátoru (obr. 30a). Ten omezuje napěťové špičky v přepínacích intervalech měniče. Pro efektivní činnost je při malé časové konstantě $R_s C_s$ nutný kondenzátor C_s s velkou kapacitou. Proto je zapojení typické značnou výkonovou ztrátou (nabíjení, vybijení kondenzátoru značnými proudy). Obdobné řešení se používá i u blokujících měničů.

Nejrozšířenější měniče propustné mohou být opatřeny několika typy ochranných obvodů. První z nich, omezovač dU_{CE}/dt , je na obr. 30b. Obvod omezuje růst kolektorového napětí při přechodu tranzistoru do nevodivého stavu, kdy demagnetizační obvod není dostatečně účinný. V okamžiku rozepnutí tranzistoru se kondenzátor C_1 začíná nabíjet přes diodu D_1 . Během přechodového intervalu se napětí na C_1 zvětšuje, zatímco proud i_c klesá k nule. Při vhodné volbě C_1 nemůže napětí U_{CEmax} přesahnut 2 U_n . Během následného sepnutí tranzistoru se C_1 vybijí přes R_1 a kolektor tranzistoru. Časová konstanta $R_1 C_1$ musí být volena tak, aby se kondenzátor vybil i během nejkratšího možného intervalu T_a .

Další variantou ochranného obvodu je spínací špičkový usměrňovač, obr. 30c. Kondenzátor C_1 se nabíjí na napětí $2U_n$, na něž omezuje i U_{CEmax} . Obdobné zapojení s redukovanou výkonovou ztrátou je na obr. 30d.

Pořadní z běžných ochranných zapojení, omezovač d/dt , je na obr. 30e. U měničů s malou rozptylovou indukčností může být při nabíjení vlastní kapacitou vinutí Tr překročen v okamžiku sepnutí výkonového tranzistoru přípustný kolektorový proud – jeho omezení zajišťuje L_r . Akumulovaná energie se při tranzistoru v nevodivém stavu rozptýluje průchodem proudu před diodou D_1 do odporu R_r .

Výkonová ztráta tranzistoru

Výkonovou ztrátu tranzistoru výkonového spínače lze odvodit ze vztahů v teoretické části. Pro rychlý odhad, např. v souvislosti s dimenzováním chladicí, experimentální prací ap. lze u amatérských konstrukcí vycházet také z předpokládané účinnosti měniče. Platí-li, že výkon a příkon jsou srovnatelné

$$P_{vst} = P_{výst}/\eta \quad (43)$$

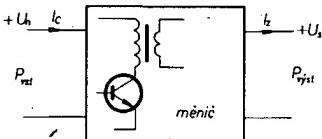
je střední hodnota proudu, odebraného měničem z napájecího zdroje

$$I_c = P_{vst}/\eta U_n \quad (44)$$

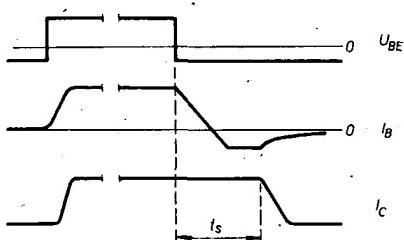
Pak lze zhruba předpokládat, že kolektová ztráta tranzistoru bude

$$P_{cmax} = \frac{U_{CE} P_{výst}}{\eta U_n} \quad (45)$$

I z této nepřesné úvahy vyplývá, že pro omezení výkonové ztráty tranzistoru je vzhledem k $U_{CE} > 0$, na rozdíl od spojitých regulátorů, výhodné napájet měnič ze zdroje s velkým rozdílem $U_n - U_s$. V (45) jsou samozřejmě zanedbány přepínací ztráty a výkonová ztráta na budicím, bázovém přechodu.



Obr. 31. K odhadu výkonové ztráty spínacího tranzistoru



Obr. 32. Vznik paměťového zpoždění (t_s) při vypínání tranzistoru

Přepínací ztráty, pracovní kmitočet měniče

• Pro volbu pracovního kmitočtu měniče mají rozhodující význam dynamické spínací parametry výkonového tranzistoru. Čím vyšší je kmitočet (kratší doba T_c), tím menší mohou být rozdíly měniče (transformátor, filtr). Pracovní kmitočet je z horní strany omezen zvětšováním přepínacích ztrát tranzistoru (obr. 32). Odezva kolektorového proudu spínacího tranzistoru na skokovou změnu budicího napětí je závislá nejen na možných změnách vnějších a vnitřních náhradních prvků zapojení (indukčnosti, kapacity), ale také a především vyplývá z fyzikální podstaty tranzistoru. Z tohoto aspektu je kritický především interval rozpínání kolektorového obvodu. Na skokové zmenšení budicího napětí na nulu, případně až do inverzní polarizace bázového přechodu, reaguje tranzistor se zpožděním, vyplývajícím z doby, potřebné k rekombinaci přebytečných minoritních nosičů v oblasti báze. Tato doba je závislá pouze na technologii tranzistoru, v menší míře na předchozím vybuzení (U_{CEsat}) a desaturačním bázovém proudu. Na obr. 32 vidíme, že se kolektorový proud začíná zmenšovat k nule teprve po doznejeném rekombinačním dobu. Interval mezi skokem budicího napětí a změnou kolektorového proudu se označuje t_s – storage time – bývá několik μs . Aby se přepínací ztráty měniče výrazněji neprojevily v celkové účinnosti, musí být pochopitelně součet přepínacích dob, ve kterém t_s hraje podstatnou roli, zanedbatelný vůči periodě cyklu T_c . Především z těchto důvodů se pracovní kmitočet většiny měničů pohybuje v rozmezí 20 až 40 kHz.

Výkonové, vysokonapěťové spínací tranzistory, vhodné pro použití v měniči, jsou dosud poměrně drahé. Pro orientaci uvedeme základní parametry jednoho z těchto tranzistorů, BDY93 (Philips):

$$U_{CEmax} = 750 \text{ V } (R_{BE} = 0),$$

$$U_{CEsat} = 2 \text{ V } (I_C = 2,5 \text{ A}),$$

$$P_{max} = 30 \text{ W},$$

$$U_{CE0max} = 350 \text{ V } (R_{BE} = \infty),$$

$$I_C = 4 \text{ A (DC)},$$

$$\vartheta_J \max = 150^\circ \text{C},$$

$$t_s = 3 \mu\text{s},$$

$$t_{on} = 0,5 \mu\text{s},$$

$$t_f = 1 \mu\text{s}.$$

V současné době byl v k. p. TESLA Rožnov úspěšně dokončen vývoj obdobného tranzistoru KUY70B (ekvivalent BUY70B Texas Instruments).

Výkonové tranzistory MOSFET

Nouvelou kvalitou do oblasti impulsních spínačů zavádějí výkonové tranzistory, řízené elektrickým polem. Prvním krokem byl asi před pěti lety V-FET fy Sony. V současné době jsou nejznámější technologie VMOS, SIPMOS a HEXFET. Všechny mají se svým předchůdcem společný vertikální směr proudem čipem, vhodný pro jednoduché propojení mnoha systémů maskou a dobrý obvod tepla.

Tranzistor VMOS (obr. 33a) je typický hlubokou drážkou V, zasahující do hloubky čipu a procházející základními vrstvami n^+ , p^+ , n^- . Pasivní vrstva kysličníku křemičitého SiO_2 na povrchu čipu je v drážce pokovená. Tak je vytvořeno izolované hradlo (G). Substrát n^+ celého čipu tvoří kolektorový vývod mnoha shodných tranzistorových systémů, orientovaných podél drážky V. Je pájen na kovovou podložku, spojenou s pouzdrem tranzistoru. Vývody elektrod G a S jsou na horní straně čipu. Výkonové typy MOSFET se vyrábějí s obohaceným (dotovaným) kanálem. Polaritou a velikostí ovládacího napětí U_{GS} se mění elektrostatické pole, ovládající odporník kanálu každého ze systémů na čipu. Ten může být vzhledem k malé tloušťce vrstvy p^+ a vzhledem k paralelnímu řazení mnoha systémů v sepnutém stavu velmi malý. Poměrně nepříznivé rozložení elektrického pole ve špičce drážky V činí obtížným dosáhnout provozních napětí $U_{DS} > 100 \text{ V}$. Technologickými úpravami drážky a hradla se však již dosáhlo k $U_{DS} = 500 \text{ V}$.

V Evropě jsou velmi populární tranzistory SIPMOS fy Siemens. Mají planární strukturu (vypuštěna drážka V) a jsou vyráběny technologií DIMOS (dvojitá implantace MOS). Vertikální řez strukturou tranzistorů, jichž je opět na čipu veliké množství, je na obr. 33b. Hradlo, tvořené vrstvou n^+ Poly Si je při dvojité implantaci s výhodou užíváno jako samoopravná maska pro tvorbu vrstev n^+ a p^+ . Tím se dosahuje extrémně úzkého aktivního kanálu ($< 1 \mu\text{m}$) a tedy i malého odporu R_{DS} v sepnutém stavu. Tranzistory SIPMOS mají čtvrtcový, HEXFET hexagonální půdorysný profil systémů.

Výhody těchto tranzistorů vyplývají z analogických vlastností klasických FET. Nevyžadují prakticky žádný budicí výkon, je potlačena teplotní závislost vstupu (napětí $U_{BE} = f(T)$ u bipolárních tranzistorů), lze dosáhnout malého odporu kanálu v sepnutém stavu (na rozdíl od napětí U_{CEsat} tranzistorů bipolárních). Významnou předností je i značná strmost $S = dI_d/dU_{GS}$ a nemožnost vzniku druhého průrazu.

Největším perspektivním přínosem pro aplikace v měničích jsou vynikající dynamické spínací vlastnosti. Z typického diagramu, obr. 34, vyplývá, že při buzení z napěťového zdroje ($R_g = 0$) prakticky neexistuje paměťové zpoždění, ekvivalentní t_s bipolárních tranzistorů. Se zvětšujícím se odporém generátoru R_g se samozřejmě uplatňují vstupní C_{GS} a zpětnovazební C_{DG} kapacity. Jednoduchým článkem RC v obvodu hradla však mohou

být snadno kompenzovány tak, že pracovní kmitočet měniče by teoreticky mohl být více než desetkrát vyšší, než při užití bipolárního tranzistoru. Podrobnější rozbor těchto zajímavých prvků se vymyká z rámce tohoto čísla AR. Pouze pro orientaci jsou v tab. 4 základní parametry tranzistorů SIPMOS typové řady BUZ.

Tab. 4.

| Tranzistor | BUZ10 | BUZ20 | BUZ30 | BUZ40 | BUZ50 |
|-----------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $U_{DS} [\text{V}]$ | 50 | 100 | 200 | 500 | 1000 |
| $I_{DS} [\text{A}]$ | 30 | 20 | 11 | 7 | 4 |
| $R_{DSon} [\Omega]$ | 0,1 | 0,2 | 0,7 | 4 | 3 |
| $t_{on} [\text{ns}]$ | 40 | 30 | 100 | 150 | 200 |
| $t_{off} [\text{ns}]$ | 100 | 95 | 200 | 550 | 600 |

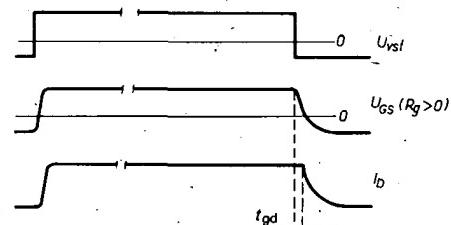
Diody měničů

Účinnost, ekonomický pracovní kmitočet i mezní parametry (U_s , I_s) měničů v zásadní míře ovlivňují diodové spínače. Kritickými parametry při jejich užití ve výkonové části jsou zejména čelní napětí U_{AK} a „závěrná“ zotavovací doba t_r . Přehled o vlivu těchto parametrů lze získat např. analýzou základního zapojení prostupného měniče (obr. 16).

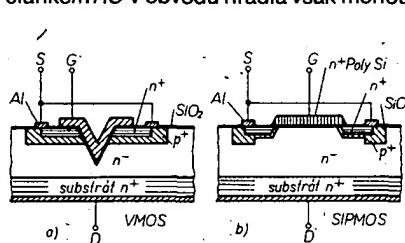
Při rozpojeném spínači S prochází rekuperací diodou D proud, prakticky shodný s I_s . Vliv nenulového napětí U_{AK} znamená, že např. při $I_s = 20 \text{ A}$ a $U_{AK} = 1,2 \text{ V}$ je okamžitá výkonová ztráta $P_{AK} = 24 \text{ W}$. Je žádoucí, aby napětí U_{AK} bylo co nejmenší. Mimořádně nepříznivě se uplatňuje doba t_r , zvětšující přepínací ztráty měniče. V jejím důsledku je při sepnutí spínače S rekuperací dioda zavírána se zpožděním (rekombinace). V tomto přechodovém intervalu vlastní dioda představuje pro spínač tranzistor zkrat, protože ji prochází značný proudový impuls v závěrném směru. Doba zpoždění by tedy měla být co nejkratší. Na druhé straně je však žádoucí, aby se zotavovací charakteristika zvolna vrátila (soft recovery) ke statické velikosti závěrného proudu. To napomáhá omezit elektromagnetické interference, vznikající rychlými proudovými impulsy v měniči, a zlepšuje tedy podmínky ke kmitočtovému odrušení zdroje. Podobné požadavky platí i pro ostatní diody v impulsních obvodech.

Jako výkonové diody se v měničích užívají dva odlišné typy, velmi rychlé epitaxní a Schottkyho diody. Typický průběh jejich zotavovací charakteristiky je na obr. 35.

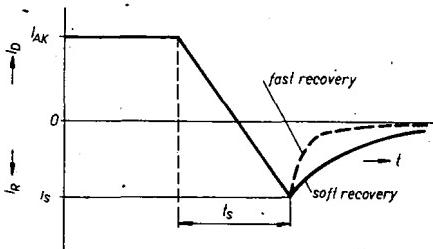
Velmi rychlé spínací epitaxní diody s vynikajícími dynamickými parametry a vůči běžným diodám redukovaným napětím U_{AK} jsou vhodné především pro zdroje s větším výstupním napětím ($U_s > 8 \text{ V}$). Jako příklad lze uvést předběžné parametry diody Tesla KYW31, která již má být v době vydání tohoto AR ve výrobě:



Obr. 34. Spínací charakteristiky výkonového MOSFET ($t_gd = \text{gate delay time}$)



Obr. 33. Vertikální řez strukturami VMOS a SIPMOS



Obr. 35. Závesovací charakteristika velmi rychlé výkonové diody

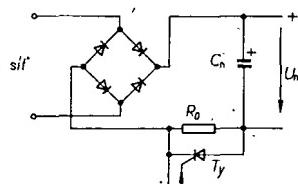
přední napětí $U_{AK} = 0,9$ V při $I_F = 20$ A, závěrná závesovací doba t_r typicky 50 ns, závěrné napětí až 150 V.

Pro malá výstupní napětí jsou z hlediska minimalizace výkonové ztráty nevhodnější Schottkyho diody. Na rozdíl od ostatních typů je potenciálová bariéra ventilu tvořená přechodem kov-polovodič. Schottkyho diody jsou typické výrazně menším předním napětím U_{AK} , ale současně i relativně malým závěrným napětím U_r . Závesovací doby jsou přibližně srovnatelné s epitaxiální diodami (Schottkyho dioda), vyvinutá v n. p. TESLA Piešťany, má přibližné parametry $U_{AK} = 0,65$ V při 25 A, $U_{Rmax} = 40$ V, $t_r = 90$ ns).

Možná trochu překvapivě bude znít tvrzení, že značné problémy mohou být i s diodami usměrňovače síťového napětí pro měniče bez síťového transformátora. V řadě případů, např. ve zdrojích pro výpočetní techniku, musí být zajištěno, aby při výpadku sítě stačil tuto situaci vyhodnotit, zajistit přerušení, uložit obsahy registrů do nedestruktivní paměti ap. Současně je požadováno, aby doba výpadku jedné periody síťového napětí ještě činnost zdroje neovlivnila. Proto musí mít vstupní filtrací kondenzátor C_n (obr. 36) velkou kapacitu. Pak by se samozřejmě při běžném zapínání přetížily a „prorážely“ usměrňovací diody. Proto se omezují náběhový proud sériovým ochranným odporem a teprve po dosažení určitého U_n se otevře tyristor. Ten překlene odporník R_0 a zdroj pracuje plným výkonem. Obdobná zapojení jsou v celku standardním příslušenstvím většiny regulátorů větších výkonů, neboť zajišťují potřebné zpoždění náběhu měniče (měkký start), nezbytné k ustálení pomocných napájecích napětí elektroniky řídících obvodů.

Cívky měničů

Pracovní kmitočtová oblast měničů (desítky kHz) využívají pro neúnosné ztráty možnost použití jádra transformátorů a tlumivek z běžných plechů. Užívají se téměř výlučně feritů, jejichž ztráty (výřivé proudy, hysterese) jsou výrazně menší. Hlavní nedostatek feritů, malé přípustné sycení, je eliminován volbou pracovního kmitočtu, při němž je průřez jádra trans-



Obr. 36. Klasické zapojení k omezení vstupního náběhového proudu I_n

formátoru přijatelný ($S \sim 1/f$). K negativním vlastnostem feritů je nutno při použití v měničích počítat i malou permeabilitu a Curieho teplotu.

Jako příklad můžeme uvést typické parametry u nás běžných manganatožinečnatých feritů z hmoty H22 – $\mu = 2200$, $B_{sat} > 0,3$ T, $\vartheta_{Cur} > 90$ °C. U připravované řady feritových jader z hmoty H21 budou uveden parametry o 50 % větší.

Při návrhu cívek měničů na uzavřeném feritovém jádru je rozhodující úlohou optimalizovat průřez S jádra. Důležitou roli samozřejmě hraje i ostatní rozměry (plocha okénka, délka silových čar, tvar ap.). protože ovlivňují rozptylovou složku magnetického toku a navíjecí technologii. Z elektromagnetického hlediska optimální hrničková jádra se používají pouze pro malé výstupní proudy. V opačném případě, kdy při požadavku malého činného odporu vinutí musí být použity ploché měděné pásky, se nejčastěji užívají jáder E s hranatým nebo kulatým středním sloupkem. Pro takové transformátory je typická náročná technologie vinutí (velké průřezy vodiče sekundárního vinutí, izolační bezpečnost, prokladový stínícími fóliemi atd.).

V oblasti feromagnetických jader pro měniče lze zřejmě v nejbližších letech očekávat intenzivní vývoj. Jestliže parametry moderních polovodičů signalizují možnost dál zvyšovat pracovní kmitočty, je žádoucí zlepšovat i parametry jader, především co do pracovního kmitočtu, teploty a objemu na jednotku výkonu. První výsledky se již začínají projevovat. Málo známá je například skutečnost, že s vysoké legovanými materiály (převážně na bázi Fe-Ni) bylo dosaženo mimořádně vysokých μ a B . Z tenkých orientovaných plechů (válcování, tepelné zpracování) se již vyrábí jádra, užívaná zatím převážně pro odrůšovací a akumulační tlumivky. Další perspektivu naznačují amorfní kovy. V současné době se začíná užívat určité období práškových jader. Drcené magnetické vodivé legované kovy, smísené s pojivem z plastické hmoty, mohou být lisovány, případně i jinak opracovány do libovolných forem a tvarů. V literatuře je uváděno užití těchto materiálů pro akumulační tlumivky – pojivo nahrazuje vzduchovou mezuzu.

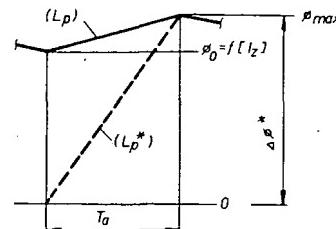
Dále si všimneme blíže problematiky návrhu impulsního transformátoru a akumulační tlumivky.

Impulsní transformátor blokujícího měniče

Transformátor blokujícího měniče vychází značně rozdílný (na jednotku výkonu). Pomineme-li požadavek malého rozptylového magnetického toku (téžné vazby L_p , L_s), je pro stanovení minimálního přípustného průřezu S , jádra vyplývajícího z požadavku $B_{max} < B_{sat}$, rozhodující špičkový primární proud I_{pmax} . Následující postup vychází z toho, že v intervalu T_a je polem transformátoru akumulována určitá energie W_a . Protože tehdy je výstup měniče od jeho vstupu oddělen inverzní polarizací výkonové diody, uvažujeme pouze primární obvod. Potom mezní magnetický tok Φ_{max} je úměrný maximálnímu primárnímu (kolektorovému) proudu I_{pmax}

$$\Phi_{max} = \frac{L_p I_{pmax}}{n_p}$$

Je třeba brát v úvahu, že proud I_p a tedy i tok Φ v intervalu T_a narůstá od určité počáteční, nenulové hodnoty $I_{p0}(\Phi_0)$, závislé na zatěžovacím proudu I_z . To vyplývá z obr. 15. Průřez jádra stanovíme tak, aby maximální velikost magnetické indukce



Obr. 37. Ke stanovení sycení jádra transformátoru blokujícího měniče

$B_{max} < B_{sat}$. Pro toto jádro určíme počet závitů primárního vinutí. Východiskem bude mezní velikost magnetického toku Φ_{max} .

Pro zjednodušení předpokládejme, že je použita ekvivalentní indukčnost L_p^* , s níž by v intervalu T_a bylo dosaženo shodných I_{pmax} a Φ_{max} při zvětšování I_{pmin} a Φ_{min} od 0 (viz obr. 37). Potom platí

$$\Delta I_{pmax} L_p^* = U_n T_a \quad (47)$$

Při výběru jádra z katalogu získáváme současně i velmi užitečný indukční koeficient $A_L = L/n^2$ s fyzikálním rozměrem [Hz²]. Koeficient tedy udává indukčnost jednoho závitu na daném jádře při jeho sycení v lineárním režimu. Po dosazení $L_p = A_L n_p^2$ do (47)

$$n_p^* = \sqrt{\frac{U_n T_a}{A_L \Delta I_{pmax}}} \quad (48)$$

Analogicky k (46) bude mezní hodnota magnetického toku

$$\Phi_{max} = \sqrt{U_n T_a A_L I_{pmax}} \quad (49)$$

a sycení jádra transformátoru blokujícího měniče

$$B_{max} = \frac{\sqrt{U_n T_a A_L I_{pmax}}}{S} \quad (50)$$

Při užití jádra z hmoty H22 musí být vybráno jádro o průřezu, při kterém $B \leq 0,7 B_{sat} = 0,2$ T. Odporová konstanty A_L tohoto jádra a vztahů (17), (19) určíme počty závitů primárního a sekundárního vinutí

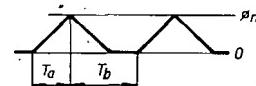
$$n_x = \sqrt{L_x / A_L} \quad (51)$$

Akumulace veškeré vstupní energie počtem transformátoru v intervalu T_a je přičinou jeho značného sycení při větších výstupních výkonech. Ve většině případů je nutno použít vzduchovou mezuzu.

Impulsní transformátor propustného měniče

V tomto případě vychází průřez jádra podstatně příznivější, protože se vstupní energie po intervalu T_a akumuluje především v poli tlumivky L_i . Transformátor akumuluje pouze část celkového magnetického toku, vytvářenou magnetizačním proudem I_m (obr. 17). Cinnost demagnetizačního obvodu je na počátku každého intervalu T_a zajištěna nulová hodnota Φ_{min} (obr. 38).

Obdobným postupem jako v předchozích odstavcích lze pro sycení jádra odvodit vztah



Obr. 38. Magnetizační tok v jádře transformátoru propustného měniče

$$B_{\max} = \frac{\sqrt{U_n T_s A L_m}}{S} \quad (52)$$

a tak vybrat vhodný průřez S a stanovit počty závitů n_p, n_s .

Akumulační tlumivka

Indukčnost tlumivky vyplývá z (32). Podobně jako u blokujícího měniče čini problémy značná úroveň základního magnetického toku $\Phi_{L0} \gg \Delta \Phi_{L1}$, vytvářená průchodem s proudem I_z , tlumivku L_1 . Z tohoto důvodu se někdy, pro menší výstupní výkony, užívá vzduchových tlumivek bez jádra. Pro větší proudy se požadavek velké účinnosti promítá v nutnosti použít vodiče velkých průřezů, obdobně jako u sekundárních vinutí transformátorů. Stačí si opět uvědomit, že na činném odporu vinutí $0,1 \Omega$ vzniká při proudu $I_z = 10 \text{ A}$ výkonová ztráta 10 W . Pak již nelze použít vzduchové tlumivky (rozměry). Dalším důvodem pro feromagnetické jádro je i potřeba omezit rozptylové pole z hlediska odrušení zdroje.

Pro optimalizaci průřezu feromagnetického jádra je nutno počítat se vzduchovou mezerou, zajišťující nezávislost indukčnosti L_1 na změnách výstupního proudu I_z . Vzduchová mezera zvětšuje celkový magnetický odpor obvodu a tak se zmenšuje jeho sycení, které musí být udrženo pod úrovní B_{sat} . Se šírkou mezery se samozřejmě zmenšuje reálná velikost indukčnosti cívky o_1 závitek. Vliv mezery závisí na materiálových vlastnostech jádra, jeho průřezu a ostatních rozměrech. Z hlediska minimalizace rozptylového magnetického toku a tím i rušivého elektromagnetického pole je žádoucí udržet mezery v určitých tolerancích.

Výhodiskem pro návrh tlumivky může být velikost přípustného sycení daného materiálu jádra. Z hlediska minimalizace rozptylového pole předpokládáme tak malou šírku l_m mezery, že můžeme uvažovat homogenní charakter jejího magnetického pole. Protože poměrná permeabilita feritového jádra $\mu \gg \mu_0$, je prakticky veškerá intenzita magnetického pole soustředěna v mezeře.

Energie pole cívky L_1 z elektrického hlediska

$$W_1 = \frac{L_1 I_z^2}{2} \quad (53)$$

může být vyjádřena magnetickými veličinami

$$W_1 = \frac{B H S l_m}{2} \quad (54)$$

kde $S l_m$ je objem mezery.
Ze srovnání (53) a (54)

$$L_1 I_z^2 = B H S l_m \quad (55)$$

po dosazení intenzity pole v mezeře

$$H = B / \mu_0$$

vyplývá její šírka

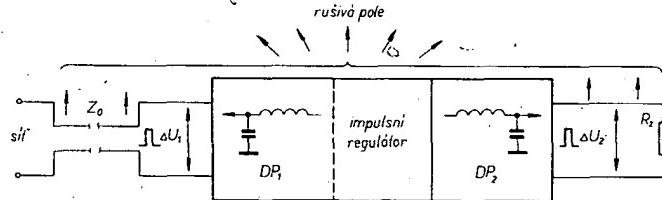
$$l_m = \frac{\mu_0 L_1 I_z^2}{B^2 S} \quad (56)$$

V katalogu lze vyhledat takové jádro, které parametry S, l_m vyhoví předpokládanému sycení $B \approx 0,7 B_{sat}$. S použitím konstanty A_L tohoto jádra určíme počet závitů

$$n_1 = V L_1 / A_L \quad (57)$$

Postup samozřejmě platí pro hrnčková jádra nebo jádra E s mezerou, vytvořenou

Obr. 39. Jednotlivé složky rušení nespojitěho regulátoru



zabroušením středního sloupku již ve výrobním závodě. Při užití běžných jader, u nichž mezera vytváříme distančními podložkami, bude její skutečná šířka vzhledem k vypočtené s ohledem na dvojnásobné přerušení jádra poloviční.

Příruček vinutí volíme tak, aby jeho činný odpor byl z hlediska minimalizace výkonové ztráty v mědi (vznikající průchodem proudu I_z) co nejmenší.

Omezený sortiment feritových materiálů v maloobchodní síti i praktická nedostupnost jejich podrobnějších technických údajů v praxi znamenají, že amatér bude zřejmě muset dělat s tím, co právě sezeňa a poradit si jak bude umět. Při používání feritů neznámých parametrů lze v prvním přiblížení vycházet ze srovnání s obdobnými jádry z hmoty H22. Kritériem vhodnosti takto realizovaných tlumivek či transformátorů může být kontrola linearity průběhu ΔI_z v mezech $I_z \min$ až $I_z \max$. V praktické části příspěvku jsem se snažil právě o návrh i realizaci tlumivek a transformátorů měničů způsobem, který by vyhověl především amatérskému konstruktérovi jako vodítko pro jeho vlastní práci.

Odrušení impulsně regulovaných zdrojů

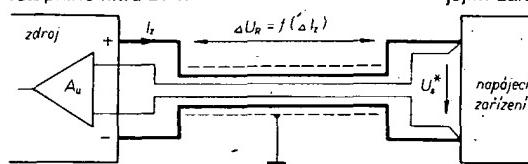
Závažným problémem konstrukce impulsních regulátorů je jejich odrušení. Výkonové obvody měničů představují aktívni zdroj impulsního a kmitočtového rušení, které může narušovat a v mezních případech znemožňovat provoz dělovacích, průmyslových i jiných elektronických zařízení v blízkém i vzdáleném okolí. Příčiny vzniku, charakter a způsob šíření rušivých signálů mají mnoho spočívajícího s rušením, vznikajícím činností tyristorových a triakových regulátorů s fázovým řízením. Ačkolik je u impulsních zdrojů situace, zvláště při menších výstupních výkonech, příznivější, je nicméně při jejich konstrukci vždy nutno dělat taková opatření, aby produkované rušení bylo bezpečné v mezech, stanovených čs. normami.

Osvětlíme si nejprve obecně příčiny vzniku rušení a jeho šíření. Důsledek činnosti výkonových obvodů měničů jsou dvě základní složky rušení, tvořené

- parazitními napětími (proudů, výkonu) na vstupních i výstupních svorkách zdroje,
- parazitním elektromagnetickým a elektrostatickým polem měniče.

Obě složky spolu navzájem úzce souvisejí (obr. 39). Obě jsou důsledek skokových změn napětí a proudů ve výkonové sekci měniče.

Rušivé napětí ΔU_1 , pronikající na vstup zdroje, má impulsní charakter. Ačkolik je do značné míry potlačováno účinkem filtrací kapacity síťového usměrňovače, může být především u regulátoru s větším výstupním výkonem značné. Rušivé impulsy s opakovaným kmitočtem rovněž pracovnímu kmitočtu měniče se šíří po síťovém vedení. Jeho vysílení harmonické složky jsou mimoto vedením vyzářovány. Superpozici nebo intermodulaci tak může docházet k rušení jiných zařízení. Velikost rušivého napětí ΔU_1 je obvykle pro posouzení zdroje podstatným kritériem. Potlačit rušení, k němuž dochází touto cestou, je úkolem výstupního filtru DP1.



Rušivá napětí ΔU_2 jsou nutně i na výstupu zdroje a mohou negativně působit také na činnost vlastního, napájeného zařízení. K jejich potlačení se často používá výstupní filtr DP2.

Rušivá elektromagnetická a elektrostatická pole vlastního měniče vyplývají především z nedokonalostí obvodových prvků (rozptylové indukčnosti, vodiče a součásti, působící jako antény), omezuji se konstrukčními a technologickými zásahy včetně stínění kritických součástí. Jako zářič parazitního elektromagnetického pole se vedle síťového rozvodu může uplatňovat i výstupní rozvod stabilizovaného napětí. Musí být řešen tak, aby nevytvárel indukční smyčky (antény). Zvláště při velkých výstupních výkonech je nutné, aby oba výstupní vodiče byly vedeny těsně vedle sebe, případně byly zkrouceny nebo stíněny (obr. 40).

Pzn.: Obr. 40 současně znázorňuje částý způsob odstranění vlivu napěťového vlivu na vedení a tím i kolísání výstupního napětí ($U_s = |U_2|$) na svorkách napájeného zařízení při velkých proudech I_z . Samostatná smyčka pro řízení zášlevače napěťové odchylky je napájena až ze svorky U_s , k nimž je proto regulace vztáhena.

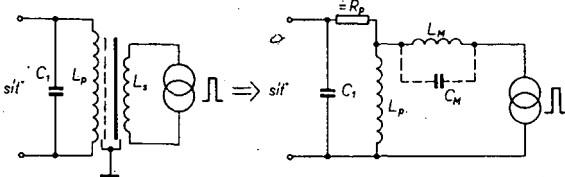
Odrušení impulsního generátoru může být mimořádně obtížným problémem, zejména u regulátorů s velkými výstupními výkony. Pro splnění požadavků normy pro odrušení musí mít výstupní filtr DP1 velký útlum v kritickém pásmu 0,15 až 30 MHz. Kvalitativně i ekonomicky přijatelného řešení lze v takových případech dosáhnout pouze zahrnutím problematiky odrušení do celkového řešení zdroje tak, aby byla základní úroveň rušení co nejmenší. Filtry a stínění nemohou být jediným prostředkem pro odrušení. To platí, zejména tehdy, je-li měnič regulátoru napájen přímo usměrněním síťovým napětím.

U amatérských konstrukcí, u nichž v současnosti z technických i ekonomických důvodů nelze předpokládat zdroje s výstupními výkonem přes 50 W, je situace z hlediska odrušení poměrně příznivá. Další výhodou je to, že amatérské zdroje mohou být spolehlivě a ekonomicky řešeny pouze s užitím síťového transformátoru, galvanicky oddělujícího výkonové obvody měniče od síťového rozvodu. Relativně nenáročné odrušovací zásahy v těchto případech se konec konic projevují i v příkladech zapojení z navazující kapitoly.

Síťový transformátor na vstupu zdroje již sám o sobě, svými špatnými přenosovými parametry na vyšších kmitočtech, působí jako účinný filtr. Protože podle normy ČSN 342865 musí být úroveň ΔU_1 v pásmu 0,15 až 30 MHz menší než 1 mV, je u zdrojů s většimi výkony, účelně využit jednoduché úpravy transformátoru na dolní propust výššího rádu s velkým útlumem v kritickém pásmu (obr. 41). Paralelní rezonanční obvod, tvorený indukčností primárního vinutí L_1 a kapacitou kondenzátoru C_1 bude laděn na kmitočet řadově nižší než je pracovní kmitočet regulátoru. Proto má v pásmu 0,15 až 30 MHz minimální impedanci (kapacitní charakter). Vzájemná indukčnost primárního a sekundárního vinutí pak spolu s touto impedancí vytváří dolní propust s velkým útlumem na harmonických kmitočtech měniče. Užitečná je i zemněná stínice proklaďová fólie mezi primárním a sekundárním vinutím. V náhradním schématu se tak zmenší vazební kapacita C_M . Spolu s dalšími úpravami, jako je omezení nárazových proudů v přechodových intervalech měniče již uvedenými způsoby, tak vznikají předpoklady ke splnění požadavků normy.

Parazitní napětí ΔU_2 na výstupu zdroje obecně potlačuje dolní propust LC , DP2. Při jejím zařazení do regulační smyčky je nutno

Obr. 40. Využití externího senzorového rozvodu



Obr. 41. Síťový transformátor jako dolní propust (DP₁)

nezapomenout na možnost ovlivnění kmitočtové stability. Při větších výstupních proudech je z hlediska $\Delta U_s / \Delta T_c$ důležitá jakost kondenzátoru filtru.

Vlastní rušivé pole zdroje je nutno omezovat již vhodným tvarovým a rozměrovým řešením, rozložením součástí, důsledným a správným zemněním do jednoho bodu spolu s bohatým dimenzováním výkonových přívodů a především použitím tlumivek a transformátoru s co nejmenším rozptylovým polem. Malé rozměry, krátké spoje a stínění pracovních indukčností nebo celého zdroje by měly být typickými znaky amatérského impulsně regulovaného zdroje.

Požadavky na odrušení zdrojů vyplývají z norem ČSN 342850 – Základní předpisy pro ochranu radiového příjmu před rušením a ČSN 342865 – Předpisy pro odrušení vysokofrekvenčních, průmyslových, vědeckých a lékařských zařízení. Problém však je to, že amatér zpravidla nemůže v praxi předepsaných měřicích postupů užít; protože nemá k dispozici předepsanou měřicí techniku, viz ČSN 342851 – Předpisy pro přístroje pro měření rušení. Aby se předešlo nepřijemným tahanicím, známým z případu nezodpovědného užívání triakových regulátorů ap., je v praktické části příspěvku popsána metodika poměrového měření rušení zdroje, vycházející z užití přístrojů, běžně dostupných v každé domácnosti. Jsou jimi televizní přijímač jako zdroj srovnávacího, rušivého signálu a rozhlasový přijímač jako směrový selektivní měřicí rušivých elektromagnetických polí.

Rídící obvody

Podstatou řízení nespojité regulační smyčky je takové působení na činiteli plnění (střídu) pracovního cyklu regulátoru, které při změně vnějších pracovních podmínek udržuje výstupní napětí U_s na jmenovité velikosti. Rozdíly v obou základních metodách, tj. regulaci s proměnným a konstantním kmitočtem se projevují především v kvalitě výstupního napěti a v rozdílném stupni minimalizace statického odchylky ΔU_s . Samozřejmě, že výraznou roli hraje i konkrétní obvodářské řešení.

Většině si nejprve stručně dvou nejjednodušších možností regulace s proměnným kmitočtem v návaznosti na řízení propustného měniče.

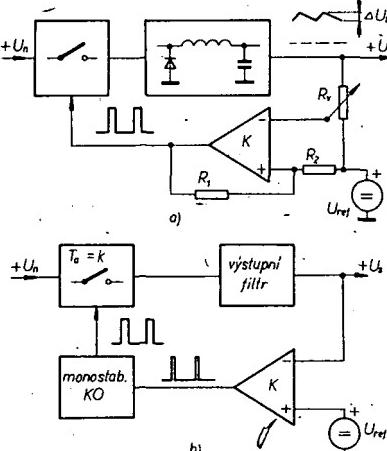
Na obr. 42a je prakticky nejjednodušší řešení, které ke konverzi $\Delta U_s / \Delta T_c$ vyžaduje v zásadě pouze dva funkční bloky – napěťový komparátor K a referenční signál U_{ref} . Dělič R_1, R_2 upravuje komparátor na dvojúrovňový, definuje jeho hysteresi. Dělič R_v pak v zásadě ovládá citlivost komparátoru. Předpokládejme, že právě sepraný výkonový spínač a výstupní napětí U_s se počíná zvětšovat od minimální velikosti. Tím se zvětšuje i napětí na invertujícím vstupu komparátoru. Překročením horní prahové meze se překlopí výstup komparátoru. Doba, potřebná k této akci, je rovna T_a . Následuje vypnutí výkonového spínače a lineární zmenšování napětí U_s , trvající tak dlouho, dokud napětí na invertujícím vstupu komparátoru nedosáhne spodní prahové úrovně. Příslušný interval T_b je funkcí zatěžovacího proudu. Uvedený princip dosud patří k nejčastěji užívaným metodám, má však řadu pod-

statních nedostatků. Abychom ušetřili případné aplikátory zklamání, ke kterému snadno může dojít při podcenění některých na první pohled neprávě zřejmých nevýhodných vlastností, věnujeme se této regulační metodě podrobnej v praktické části příspěvku.

Další varianta řídícího obvodu s proměnným kmitočtem, obr. 42b, užívá komparátoru jednoprahového. Interval T_a je pevně definován monostabilním klopným obvodem, startovaným změnou napětí na vstupu komparátoru. Jakmile se napětí U_s zmenší pod U_{ref} , je vybaven budící impuls konstantní délky T_a pro výkonový spínač. Interval T_b trvá tak dlouho, dokud se napětí U_s opět nezmenší pod U_{ref} . Toto uspořádání řídícího obvodu má výhodu v univerzálnějším použití, opět se však u něho projevují některé nedostatky – viz opět praktická část.

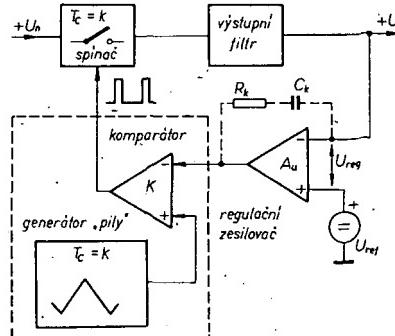
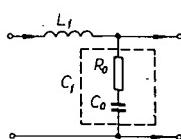
Zlepšování funkčních vlastností řídících obvodů má pochopitelně za následek i růst obvodové složitosti. Pomine-li některé zvláštní případy, kterých si ještě dále povídáme, je při zvyšování požadavků na jakost regulovaného napětí optimální regulace s konstantním kmitočtem. Užívá se téměř zásadně při regulaci větších výstupních výkonů a měničů, pracujících s transformátorovou zátěží. Výhodou regulace s $T_c = k$ je i snažší návrh výkonových obvodů (měniče).

Princip regulace s $T_c = k$ vyplývá z obr. 43. Jádrem impulsně šířkového modulátoru jsou napěťový komparátor K a generátor napětí pilovitého průběhu konstantního kmitočtu. Komparátor neustále porovnává zesílenou regulační odchylku ΔU_s s okamžitou velikostí napětí pilovitého průběhu. Šířka budicích impulsů na výstupu komparátoru je úměrná velikosti a smyslu regulační odchylky. Se zmenšováním U_s se budicí impulsy rozšiřují, se zvětšováním zužují. Tak se stabilizuje U_s . Přednosti regulace s konstantním kmitočtem detailně vyplynou z navazujících kapitol.



Obr. 42. Příklady regulace s proměnným kmitočtem

Obr. 44. Zjednodušené náhradní schéma a přenosová charakteristika výstupního filtru propustného měniče

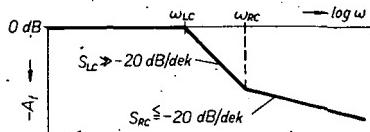


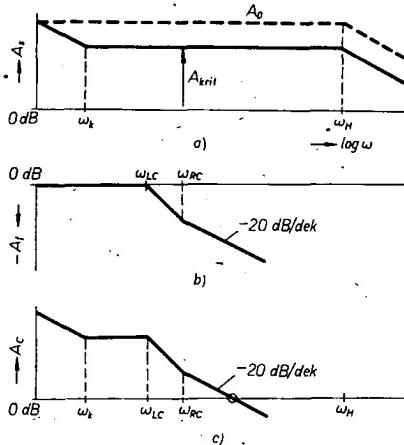
Obr. 43. Princip regulace s konstantním kmitočtem

Jakostní řídící obvody zpravidla používají kompenzaci PI zpětnovazební smyčky, na obr. 43 symbolicky znázorněné prvky R_k, C_k . Tento způsob zajištění kmitočtové stability regulátoru si vynucuje přenosovou charakteristikou výstupního filtru L/C , která je vyššího řádu. Zjednodušené náhradní schéma i přenos je na obr. 44. Základní útlum filtru se zvětšuje od rezonančního kmitočtu ω_{LC} se strmostí, závislou na charakteru záťaze (-20 až -40 dB/dek.) až ke kmitočtu druhého asymptotického zlomu ω_{RC} , kde směrnice degeneruje na asi -20 dB/dek. Platí $\omega_{RC} > > \omega_{LC}$. Stabilita regulační smyčky lze, stejně jako u lineárních obvodů, orientačně hodnotit pomocí Nyquistova kritéria. Strmost přenosové charakteristiky uzavřené zpětnovazební smyčky musí mít při jednotkovém zisku (0 dB) směrnici jednoduchého setravného člena -20 dB/dek. Pokud by se ke kompenzaci užilo vnuceného zlomu charakteristiky integrační cestou ($\omega_k < < \omega_{LC}$), obvyklého např. u nf obvodů, byla by šířka pásmu smyčky velmi malá, protože rezonanční kmitočet výstupního filtru se běžně pohybuje v oblasti stovek Hz. To by však znamenalo neúnosné zpomalení odesvy regulace. Mimo jiné by smyčka neměla prakticky žádný zisk již v oblasti kmitočtu sítě.

Rozšíření kmitočtového pásmu smyčky při současném zachování velkého základního zisku A_0 umožňuje kompenzaci typu PI. Využívá se faktu, že směrnice poklesu přenosové charakteristiky uzavřené smyčky v kritickém intervalu (0 dB) může být definována přímo oblastí přenosu výstupního filtru s bezpečnou směrnici -20 dB/dek. Situaci symbolicky postihuje obr. 45. Na obr. 45a je čárkován přenos celé nekompenzované otevřené regulační smyčky výjma výstupního filtru. Předpokládejme že zisk A_0 je v užitečném kmitočtovém pásmu konstantní, horní kmitočet zlomu $\omega_h > > \omega_{RC}$. Na obr. 45b je ve stejných kmitočtových souřadnicích zakreslen přenos (útlum) $-A_1$ výstupního filtru. Aby byl regulátor bezpodmínečně stabilní, musí mít celkový přenos otevřené smyčky A_c na kmitočtu ω_{RC} zisk ($A_{c(\omega_{RC})} > 0$ dB), na kmitočtu ω_h útlum ($A_{c(\omega_h)} < 0$ dB). Pak výstupní filtr zajišťuje kmitočtovou stabilitu smyčky. Je patrné, že stabilita může být zajištěna omezením zisku smyčky na velikost, rovnou přibližně A_{krit} . To by však mělo za následek zhoršení statických parametrů regulace (vnitřní odpor R_i , stabilita U_s atd.).

Právě pro zachování velkého stejnosměrného a nízkofrekvenčního zisku





Obr. 45. Přenosové charakteristiky k rozboru PI kompenzace regulační smyčky

smyčky je ideální kmitočtová kompenzace PI, definující zisk A_{krit} na kmitočtu ω_{RC} . Jak znázorňuje plná čára na obr. 45a, zavádí se vnučený zlom přenosové charakteristiky na kmitočtu ω_k , který se volí s ohledem na dostatečný zisk A_s v pásmu desítek Hz. Pro kmitočty v oblasti ω_k až ω_h je kompenzaci definován konstantní zisk A_{krit} . Jak vyplývá z obr. 45c, znázorňujícího celkový přenos otevřené smyčky $A_c = A_s - A_i$, lze touto cestou zajistit bezpečnou kmitočtovou stabilitu smyčky při velkém základním zisku i přijatelné šířce pásma.

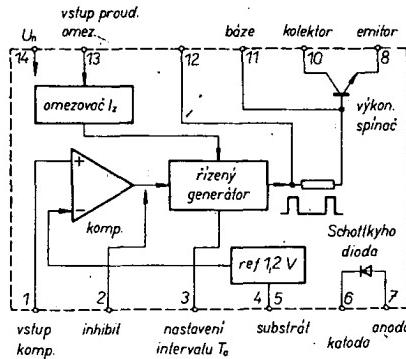
Je samozřejmé, že praktické požadavky vymáhají doplnění uvedené základní řídící obvodu řadou dalších. Řídící a kontrolní části regulátorů obsahují často množství dalších doplňkových obvodů, např. nadproudovou a prepěťovou ochranu, obvody měkkého startu, omezení náběhového proudu, logického a dálkového ovládání atd. Tím ovšem, při realizaci pomocí diskrétních i viceúčelových integrovaných obvodových prvků, enormě narůstá složitost, rozáložnost i cena elektroniky zdrojů. Tako vytvářená bariéra, zabraňující rychlejšímu prosazení impulsivě regulovaných zdrojů, byla prolomena teprve zavedením speciálních monolitických řídících obvodů.

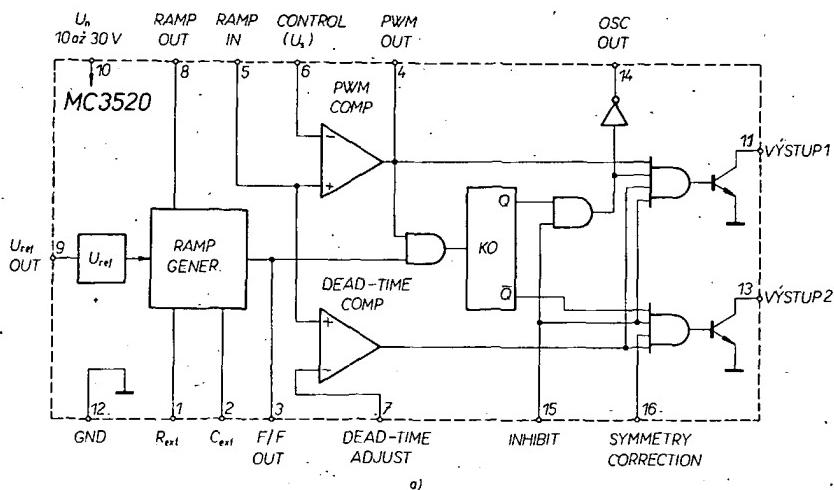
Monolitické řídící obvody

Počínaje přibližně r. 1976 se objevují první monolitické obvody, vzájemně značně odlišné jak co do složitosti, tak aplikačního komfortu. Všechny obsahují podstatné prvky regulační sekce (analogové zesilovače, komparátory, referenční napěťový zdroj, generátor, budici tranzistory...) a liší se především způsobem ovládání pracovního cyklu (proměnný nebo pevný kmitočet) a vybaveností pomocnými a doplňkovými funkcemi. Pro detailnější osvětlení různých možností praktického přístupu k řízení měničů počítají za účelné stručně popsat vnitřní struktury alespoň několika nejznámějších z těchto obvodů..

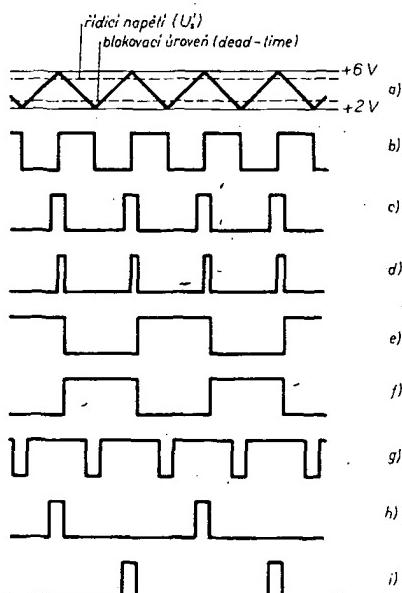
Monolitický regulátor TL497

Jedním z prvních komerčně úspěšných IO pro impulsní regulaci je obvod TL497 vyvinutý Texas Instruments. Obvod je typickou ukázkou nejjednoduššího přístupu k řízení regulační smyčky. Je zvláště vhodný především pro regulátory s malým výstupním výkonem, neboť po doplnění několika vnějšími pasivními prvky (2 odpory, 2 kondenzátory a obvod LC výstupního filtru) může být použit jako blokovací nebo propustný regulátor. Po doplnění regulá-





Obr. 48. Monolitický řídící obvod MC3520; a) výstup generátoru „pily“ (vývod 8), b) impulsní výstup (vývod 3), c) výstup hlavního komparátoru (vývod 4), d) hradlovaný vstup klopného obvodu, e) výstup QKO, f) výstup QKO, g) výstup druhého komparátoru (dead-time), h) první impulsní výstup (vývod 11), i) druhý impulsní výstup (vývod 13) – propojeny vývody 5–8 a 4–16



Základní generátor konstantního kmitočtu lze externími prvky R_T , C_T na vývodech 1, 2 přeladit v rozsahu 4 až 200 kHz. Výstupní napětí má opět dva průběhy, pilovitý a pravoúhlý. Podstatné je, že „pila“ (vývod 8) má symetrický průběh s vrcholovými hodnotami 2 až 6 V. Při běžných aplikacích se tento výstup spojuje s neinvertujícími vstupy komparátorů impulsně šířkového modulátoru (PWM) a blokovacího intervalu (deadtime). Sřída impulsu na výstupu komparátoru PWM je určena srovnáním okamžité velikosti napětí trojúhelníkovitého průběhu z generátoru s úrovňou vzorku výstupního napěti U_s na vývodu 6. Sřida impulsu se na výstupu komparátoru může teoretičky měnit v rozmezí 0 až 100 %. Výstup komparátoru ovládá jednak vstupy kombinační logiky (propojeny vývody 4, 16), jednak společně s „pravoúhlým“ výstupem generátoru hráduje takovací signál klopného obvodu KO. Šířka impulsu na vstupu KO se proto v závislosti na vzorku výstupního napěti může měnit pouze v rozmezí 0 (při $U_s = 6 \text{ V}$) až 50 % (při $U_s = 2 \text{ V}$).

Pozn.: Minimální vstupní napětí $U_s = 2 \text{ V}$ umožňuje ovládat vstup regulační smyčky (vývod 6) běžným OZ, napájeným z jediného, kladného napěti. Tak lze např. zavést kombinovanou napěťovou a proudovou zpětnou vazbu, protože MC3520 nemá vlastní omezovač výstupního proudu.

Druhý komparátor dovoluje nezávisle nastavit dobu, po níž jsou bezpečně blokovány oba výstupní tranzistory. Lze tedy nastavit mezní hodnoty střídání budicích impulsů u jednočinných a především zaručený pasivní interval u dvojčinných měničů. Napětí na vstupu 7 potřebné k nastavení blokovacího intervalu (dead-time) lze získat odporovým děličem, napájeným z výstupu interního stabilizátoru (vývod 9).

Logické obvody, buzené výstupy obou komparátorů a klopného obvodu, ovládají dvojici výstupních tranzistorů s kolektory, vyvedenými na vývod 11, 13. Signál inhibit opět umožňuje blokovat činnost zdroje.

Byla by možno uvést ještě celou řadu dalších zajímavých obvodů a sledovat jejich vývoj jak směrem ke speciálním, tak univerzálním aplikacím. Pro omezený rozsah však závěrem věnujme pozornost jednomu obvodu z evropské produkce, který vlastnostmi, účelností i aplikačním komfortem patří k nejlepším. Je jím obvod TDA1060 fy Philips, pro nás mimořádně zajímavý také proto, že do CSSR má být dán výkon jeho ekvivalent B260D z produkce NDR.

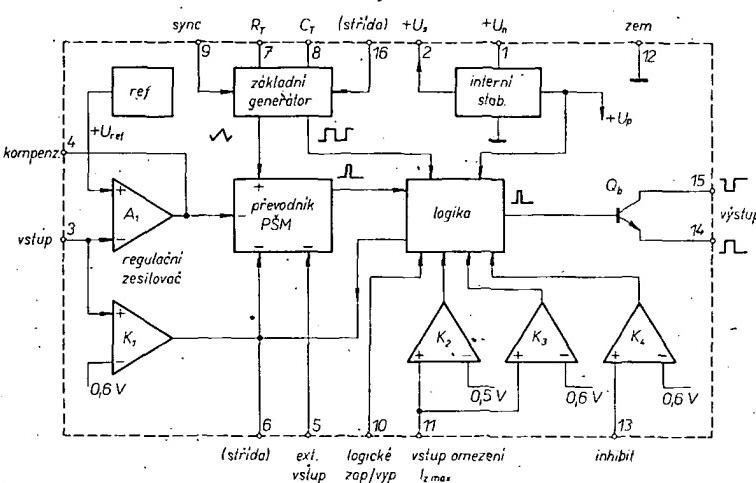
Řídící obvod TDA1060

Tento integrovaný obvod, vyvinutý asi před 5 lety, má napájecí napětí 11 až 18 V.

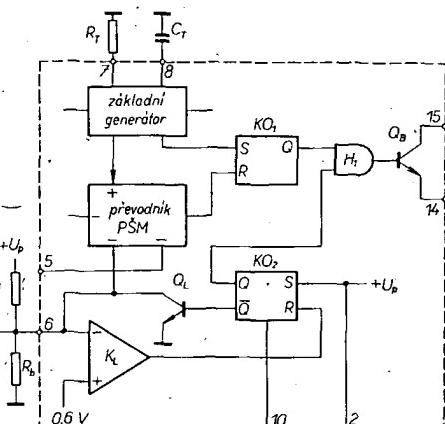
K napájení vlastní struktury IO, viz obr. 49, slouží interní stabilizátor s $U_p = 8,5 \text{ V}$. Toto napětí je pro další potřebu vyvedeno i na vývod 2. Generátor konstantního kmitočtu se opět nastavuje externími prvky R_T , C_T (vývody 7, 8). Je možná i externí synchronizace (vývod 9). Zbývající vstup základního generátoru (vývod 16) umožňuje omezovat střidu budicích impulsů. Generátor má dvě výstupy napěti a to pilovitého a pravoúhlého průběhu.

Výstupní pilovitý signál je základním vstupním signálem impulsně šířkového modulátoru, tvořeného opět diferenčním komparátorem. Druhým základním signálem je napěťová odchylka na výstupu regulačního zesilovače A_1 . Jeho invertující vstup je na vývodu 3. K „osetření“ kmitočtové stability je výstup zesilovače vyveden na vývod 4. Neinvertující vstup A_1 je interně propojen s jakostním referenčním normálem asi 3,7 V.

Neuvážujeme-li zatím doplňkové obvody, je sřida impulsu na výstupu modulátoru opět v každém pracovním cyklu určena komparací úrovní „pily“ a zesílení napěťové odchylky. Může se měnit v rozsahu 0 až 95 %. Logické obvody především dokonale tvarují výstupní impulsy. Jak vyplývá z dílčího schématu na obr. 50, je při tom vtipně využito synchronního výstupního napěti pravoúhlého průběhu



Obr. 49. Hrubá funkční struktura TDA1060



Obr. 50. Dílčí schéma

základního generátoru. Impulzy jsou tvorovány jednoduchým obvodem R-S (KO₁). Jediný výstupní tranzistor, který může být podle potřeby užit jako sledující nebo invertující spinač, je ovládán přes jednoduché součinové hradlo.

Obvod TDA1060 je vybaven pomocnými obvody, umožňujícími efektivně zavést řadu doplňkových funkcí: např. obvod automatického reaguje na změnění napájecího napětí pod spodním přípustnou mezi 11 V zablokováním výstupních impulsů. K tomu dochází činností vnitřní logiky – překládí se pomocný obvod KO₂, uzavírající výstupní hradlo H₁. Odbozně je vyhodnocen i logický signál k vypnutí zdroje, zaváděny na vývod 10. Aby se v obou případech zdroj nemohl samočinně aktivovat, ovládá výstup KO₂ současně i spinač tranzistor Q_L, který zkratuje další, pomocný výstup impulsné šířkového modulátoru (vyvedený i na vývod 6). Napětím na tomto vstupu lze zmenšovat regulační rozsah podle konkrétních požadavků. Využívá se opět odporového děliče, napájeného z interního stabilizátoru IO napětím U_D. Ještě se některým z uvedených důvodů sepne tranzistor Q_L, zmenšuje se

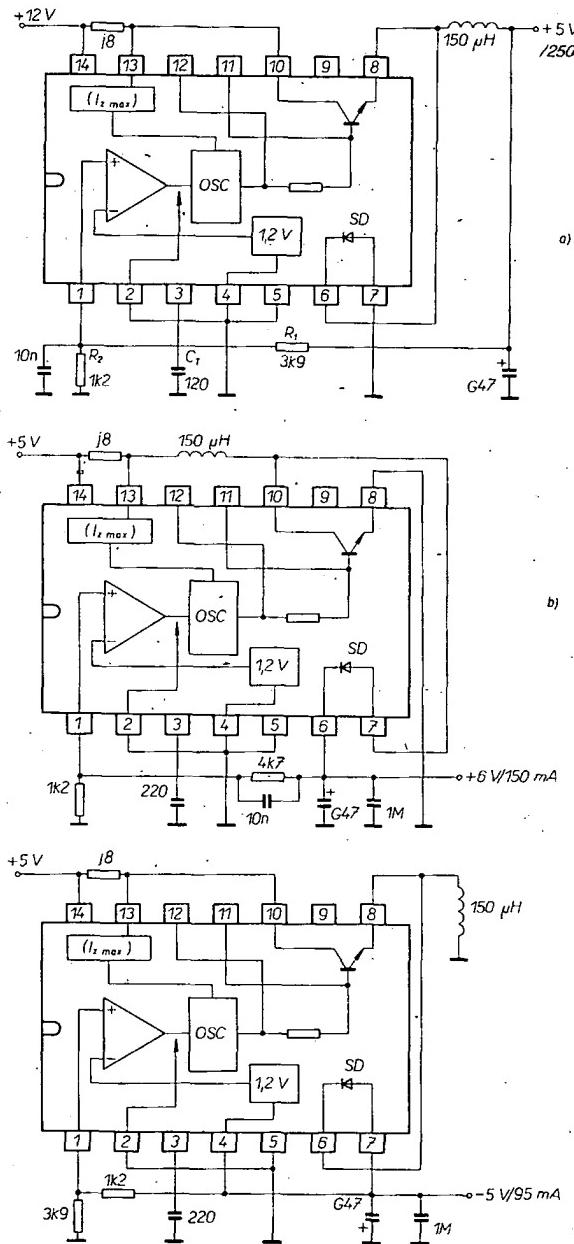
napětí na vývodu 6 a tím i šířka impulsů na výstupu modulátoru. Zmenší-li se však napětí až pod 0,6 V, vynuluje se přes komparátor K₁ pomocný obvod KO₂ a zdroj se opět nastartuje, pokud ovšem netrvají důvody k jeho vypnutí (na obou vstupech S musí být log. 1). Tento princip umožnuje elegantně a jednoduše zavést měkký start zdroje. Pokud je dělič R_a, R_b doplněn integračním kondenzátorem C_i, napětí na vývodu 6 se po zapnutí zdroje plynule zvětšuje s příslušnou časovou konstantou. Stejně měkce se zvětšuje i mezní možná šířka výstupních impulsů. Další možnost ovládat středu výstupních impulsů nabízí zbyvající, externí vstup modulátoru na vývodu 5.

Velmi užitečné jsou i další funkce, založené na využití komparátorů K₁ až K₄. Komparátor K₁ omezuje možnost havárie napájeného zařízení především při rozpojení vstupu senzorové zpětnovazební smyčky. Je-li napětí na vývodu 3 menší než 0,6 V, je ostře omezena šířka budicích impulsů. Komparátor K₂, K₃ slouží k dynamickému dvoustupňovému omezení (vypnutí) výstupního proudu při přetížení nebo zkratu výstupu. Bude-li napětí na vývodu 11 (získané např. průchodem vý-

stupního proudu sériovým snímacím odporem) větší než 0,5 V, komparátor K₂ překládí a navazující logika zúží budicí impulsy, omezí výstupní proud. Při ještě větším překročení výstupního proudu díky komparátoru K₃ logické obvody zdroj vypnou. Jíž probírány obvod měkkého startu pak periodicky testuje podmínky pro opětovný automatický start – k němu dojde, pomene-li příčina vzniku nadproru. Konečně vstup 13 (inhibit) komparátoru K₄ může být využit k zablokování výstupních impulsů z jiné příčiny.

Příklady zapojení impulsně regulovaných zdrojů

Nyní si již můžeme popsat vybraná konkrétní zapojení zdrojů (ze zahraniční literatury). Záměrně jsou popisovány především regulátory, využívající v řidící sekci právě probrané monolitické obvody. Tím se na jedné straně zvětšuje přehlednost zapojení, na druhé doplňují představy o využití obvodů. Ostatní zapojení budou sloužit ke srovnání rostoucí složitosti regulátorů při užití běžných součástí, nebo jsou zajímavá neobvyklým řešením.



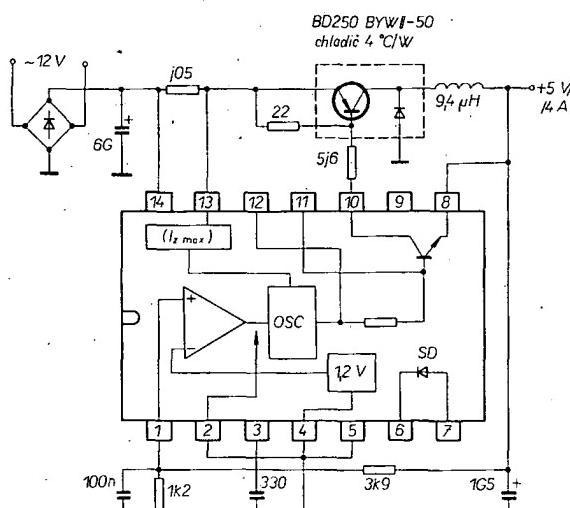
Obr. 51. Příklady využití TL497

Regulátory s proměnným kmitočtem

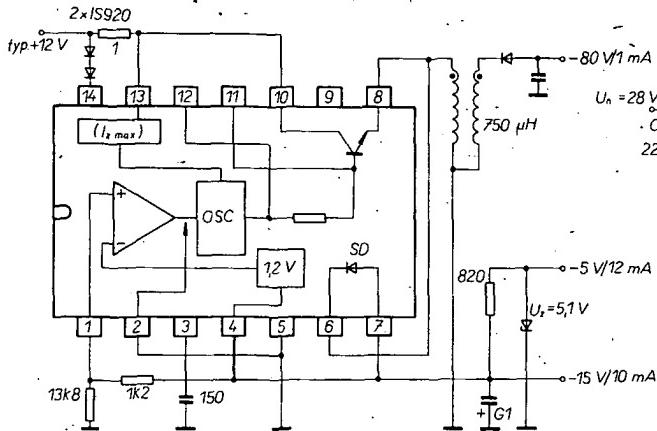
Tento typ regulátorů, zvláště při využití regulace „na sekundární straně“ nebo v mobilních zařízeních, je velmi vhodný pro amatérské aplikace. Náklady na realizaci i technologická složitost jsou srovnatelné s náklady na ekvivalentní spojitě regulované zdroje, účinnost, hmotnost i rozměry jsou několikanásobně příznivější. Uvedme si nejprve příklady zapojení s obvodem TL497.

Na obr. 51a je jednoduchý propustný regulátor s malým výstupním výkonem (5 V/250 mA), napájený z baterie 12 V. Doba trvání aktivního intervalu T_a je určena kapacitou externího kondenzátoru C_T (při 120 pF je asi 13 µs). Velikost výstupního napětí určuje odporový dělič R₁, R₂. Jako rekuperacní dioda propustného měniče slouží Schottkyho dioda na čipu. Ovládací napětí pro omezovač výstupního proudu je odvozeno odporem 0,8 Ω v napájecí věti. Účinnost zapojení se blíží 80 %.

Obvod TL497 lze použít i pro vzestupnou napěťovou konverzi. Pro malý převod (U_s < 2U_v) přitom nemusí být vždy použit převodní transformátor, což vyplývá např. ze zapojení na obr. 51b. Jedná se o modifikované zapojení blokujícího měniče s účinností blížící se 70 %.



Obr. 52. TL497 jako řídící obvod regulátoru s propustným měničem většího výstupního výkonu



Obr. 53. TL497 jako blokující regulátor několika hladinového měniče s malým výstupním výkonem

Další schéma, obr. 51c, znázorňuje využití obvodu ve funkci převodníku polarity. Je to klasické zapojení blokujícího měniče.

Schéma na obr. 52 ukazuje možnost využití obvodu ke stabilizaci s větším výstupním výkonem (5 V/4 A). Dvocestně usměrněné napětí ze sekundárního vinutí síťového transformátoru napájí měnič s externím výkonovým tranzistorem, pro který tranzistor na čipu obvodu působí jako budič. Schottkyho dioda na čipu se v tomto případě nevyužívá (omezená výkonová ztráta). Zapojení o účinnosti kolem 60 % je, díky využití monolitického řídícího obvodu, ještě stále velmi jednoduché.

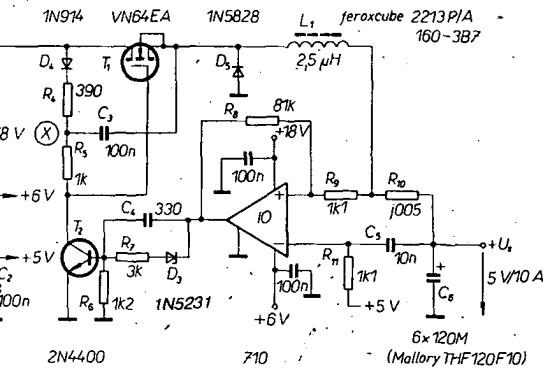
Konečné zapojení na obr. 53 je příkladem extrémně jednoduchého řešení nekolikahladinového regulátoru s malým výstupním výkonem. Regulační smyčka blokujícího měniče zajišťuje, že při změně napětí baterie v rozsahu 8 až 16 V zůstávají při uvedených odebíránych proudech všechna výstupní napětí stabilní.

Výhodnost užítí byt jednoduchého monolitického řídicího obvodu markantněji vyniká např. při srovnání zapojení na obr. 52 a přibližně co do výstupních párametrů stejného regulátoru, jehož řídicí sekce je řešena pomocí běžných součástí.

Schéma na obr. 54 je zajímavé i užitím tranzistoru VMOS jako výkonového spínače. Pracovní cyklus propustného měniče je řízen signálem s proměnným kmitočtem v oblasti 200 kHz. Mezivrcholové zvlnění výstupního napětí je asi 100 mV. Hystereze dvojúrovňového komparátoru je zavedena odporovým děličem ve smyčce jeho kladné zpětné vazby. Předpětí +6 V, stabilizované diodou D₁, odstraňuje potřebu záporného napájecího napětí pro komparátor 710. Z tohoto napětí je odporovým děličem s výhodou odvozena i napěťová reference smyčky. Zvětšuje-li se při sepnutém T₁ proud tlumivkou, zvětší se lineárně i napěťový úbytek na snímacím odporu R₁₀; přesněji asi 50 mV, výstup komparátoru se překlápi na velkou úroveň. Budicí tranzistor, jehož bázový obvod je vůči výstupu komparátoru stejnomořně posunut, sepne a skorem se vypne výkonový spínač. Proud tlumivku L₁ se začíná zmenšovat. Aby se pracovní cyklus mohl opakovat, musí se napětí na odporu R₁₀ zmenšit přibližně k nule. Blokovací kondenzátor C₅ potlačuje součtové zvlnění na druhém, referenčním vstupu komparátoru.

Jednoduše a elegantně je vyřešen napěťový offset, nezbytný pro ovládání elek-

Obr. 54. Jednoduchý regulátor s výkonovým spínačem VMOS



generátor napěti pilovitého průběhu a impulsně šírkový komparátor.

Výstup OZ ovládá přes budící kaskádu T_1 , T_2 výkonový spínač T_3 . Dělič R_5 , R_6 v bázi T_1 zajišťuje rozepnutí tohoto tranzistoru při malém výstupním napětí OZ. Výstupní filtr propustného měniče je tvořen prvky L_1 , D_3 , C_3 . Smyslem druhého filtru L_2 , C_4 je dálé potlačit rušivá napětí na výstupním rozvodu. Autor zapojení doporučuje pro realizaci akumulační tlumivky L_1 vzduchovou cívku, vinutou drátém o $\varnothing 2$ mm. Typ rekuperacní diody D_3 není uveden. Jednoduché čidlo nadproudu (T_4 , R_{11} , R_{12}) ovládá výstup OZ tak, že při $I_z > I_{z_{max}}$ se nuceně uzavře výkonový spínač T_3 . Udávaná účinnost regulátoru je při výstupním napětí 5 V a proudu 5 až 10 A asi 65 až 78 %. To, vzhledem k realizaci tlumivek L_1 , L_2 a jednocestnému siříkovému usměrňovači, považují za „mírně optimistický“ údaj.

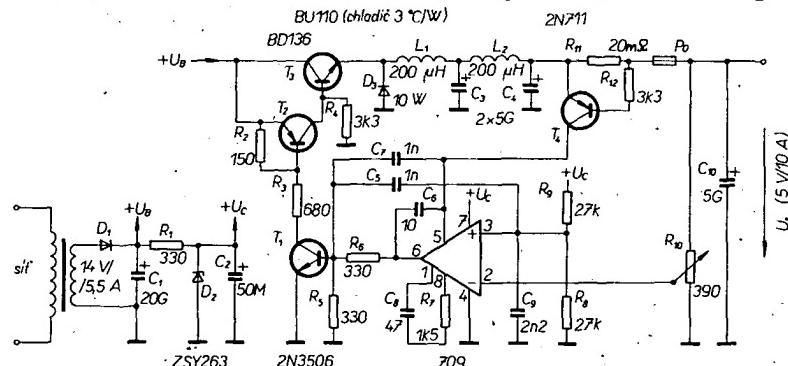
Regulátory s konstantním kmitočtem

Diskrétní realizace řídicích obvodů s přesně definovaným konstantním kmitočtem (periodou T_c) je obvodově náročnější. Proto se jich, zvláště v amatérské praxi, dosud užívá jen zřídka. Setkáváme se spíše se zapojeními, která se tomuto způsobu regulace zhruba přiblížují.

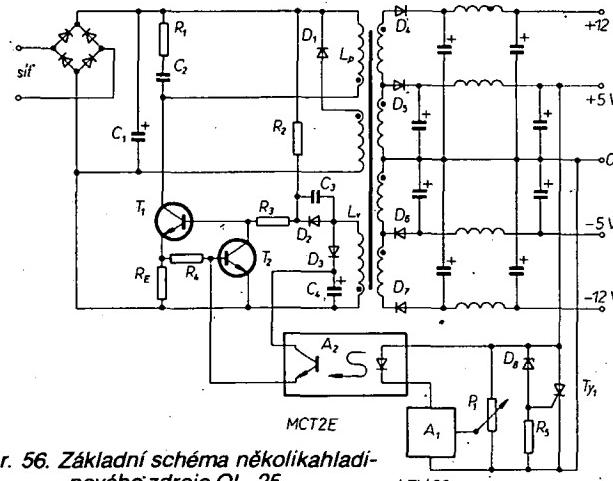
Schéma jednoho takového regulátoru je na obr. 55. Podstatná část řídicích obvodů je soustředěna kolem OZ typu 709, jehož činnost lze velmi volně porovnat s funkcí impulsního šírkového modulátoru. Vznik vlastních oscilací obvodu je podmíněn kladnou zpětnou vazbou (C_5 , C_6) mezi výstupem a neinvertujícím vstupem OZ, na němž je přes dělič R_8 , R_9 referenční napětí $+2,5\text{ V}$. Na výstupu OZ vznikají impulsy pravoúhlého, na neinvertujícím vstupu pilovitého průběhu. Výstupní napětí, jehož vzorek je přes trimr R_{10} zaváděn na invertující vstup OZ, se porovnává s lineárně poměřitelným napětím pilovitého průběhu na druhém vstupu zesilovače. Odchylna U_s od jmenovitého velikosti má proto za následek především změnu střídy generovaných impulsů. V obvodu jediného OZ jsou tak funkčně zastoupeny zesilovač napěťové odchyly,

řídicích obvodů.

Tranzistor T_1 je výkonovým spínačem blokujícího měniče, který pracuje do transformátorové zátěže. Zvláštností je to, že měnič má autonomní buzení vazebním vinutím L_v . Bez činnosti regulační smyčky by měnič pracoval s konstantním mezním primárním proudem I_p _{tot}, viz 57a. Stabilizace výstupního výkonu regulátoru je založena na modulaci mezní úrovni (průběhu b), řízené regulační smyčkou. Touto cestou se mění i doba sepnutí T_1 (interval T_a), podobně jako u klasických regulátorů s konstantním kmitočtem. Tranzistor T_1 spíná, zmenší-li se energie, akumulovaná polem Tr_1 , k nule. Tehdy T_1 přechází do saturace a primární proud Tr_1 se lineárně zvětšuje. Neuvažujeme-li zatím vliv regulační



Obr. 55. Regulátor 5 V/10 A

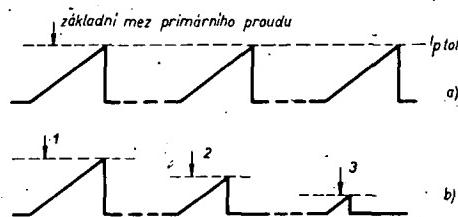


Obr. 56. Základní schéma několikahladinového zdroje OL 25

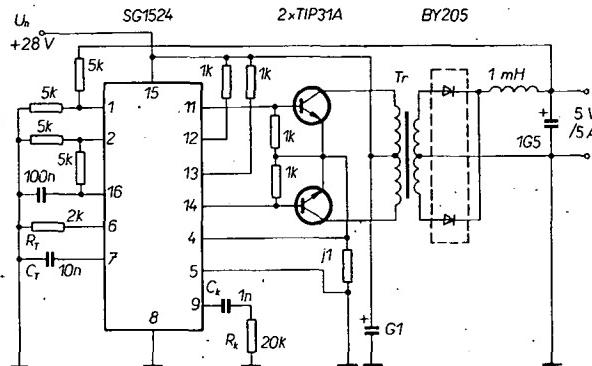
smyčky, I_p se zvětšuje tak dlouho, dokud napěťový úbytek na R_E vazbou přes T_2 nezablokuje spínač T_1 (děj je urychlen vazbou přes bázové vinutí L_1). Mezní primární proud $I_{p\text{ tot}}$ je tedy limitován zpětnou vazbou na odporu R_E . V běžném regulačním režimu je úroveň $I_{p\text{ max}} < I_{p\text{ tot}}$, rozepnutí spínače S_1 je řízeno regulační snyčkou přes výstup optoelektrického vazebního členu A2.

Energie, akumulovaná v intervalu T_a transformátorem, je po rozepnutí T_1 (v intervalu T_b) běžným způsobem odebrána přes usměrňovače D_4 až D_7 jednotlivými výstupy. Zmenší-li se k nule, cyklus se opakuje.

Obr. 57. Činnost regulační snyčky OL 25 je založena na modulaci mezní úrovně (a) proudu primárního vinutí měniče. Tím se ovlivňuje jak množství akumulované energie (b), tak poměr T_a/T_b



Obr. 57. Činnost regulační snyčky OL 25 je založena na modulaci mezní úrovně (a) proudu primárního vinutí měniče. Tím se ovlivňuje jak množství akumulované energie (b), tak poměr T_a/T_b



Monolitické obvody regulační snyčky A1 a A2 jsou nejen řízeny, ale i napájeny z výstupu +5 V regulátoru. Monolitický referenční zdroj A1 typu TL430 slouží jako zdroj napětí pro vysílači luminiscenční diodu optoelektrického členu MCT2E, galvanicky oddělujícího výstupní obvody od

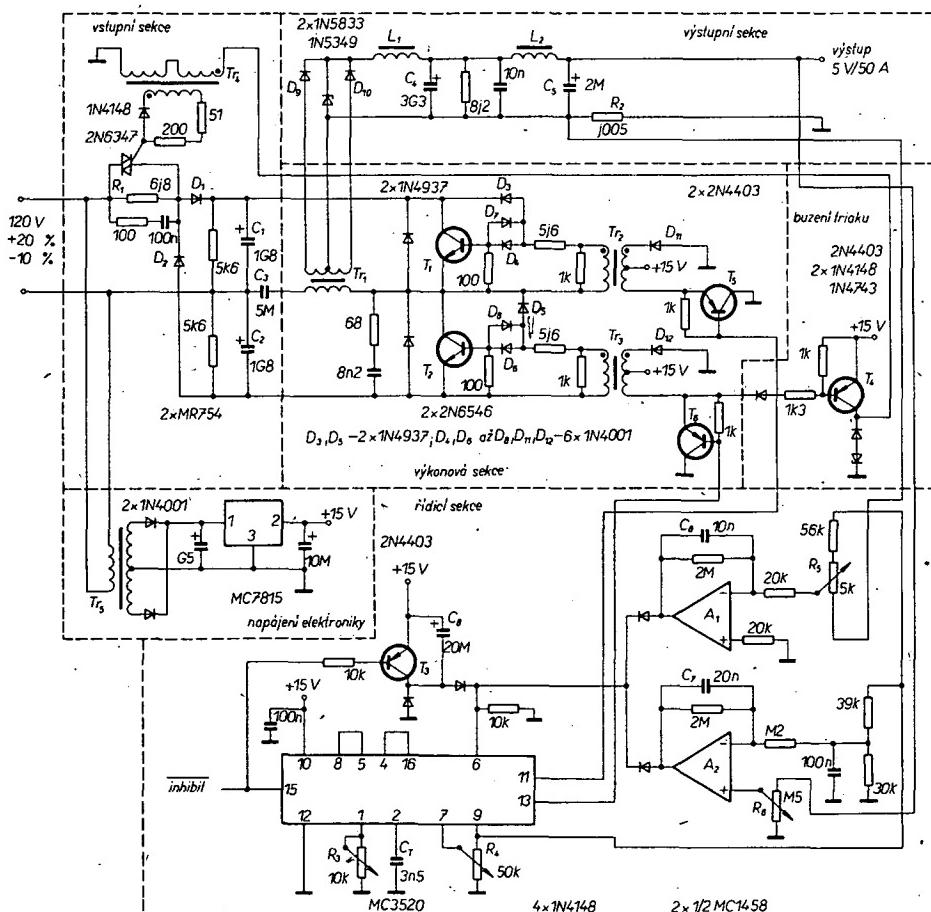
obvodů měniče a síťového rozvodu. Zvětší-li se napětí na výstupu přes 5 V, prochází proud vysílači diodou optočlenu. Tím se stává vodivým i jeho snímací fototranzistor a přes tranzistor T_2 se zkracuje interval T_a .

Tyristor T_y je součástí teplotně kompenzovaného obvodu přepěťové ochrany. Filtrační kondenzátory jednotlivých výstupů jsou pro potlačení rušivých výstupních napěti doplněny na článek II; jejich tlumivky jsou vzhledem k malým indukčnostem vzduchové.

Jednoduchá elektronika, minimální náklady na výstupní filtry a nahraď budicího transformátora izolačním optoelektrickým vazebním členem jsou přednostmi tohoto ekonomicky řešeného regulátoru. Pouze pro úplnost dodejme, že tento typ několikahladinového měniče předpokládá zhruza konstantní zátěže jednotlivých výstupů. To znamená, že výstupní napětí jsou nezávislá pouze na kolísání napájecího (síťového) napětí, nikoli však na změnách zatěžovacích proudu.

Při výstupních výkonech přes asi 50 W přestává být zjednodušení řídicí sekce (viz předešloží příklady) únosná. Jakostní impulsně šířkový modulátor s konstantní periodou T_c vyžaduje složitější vnitřní strukturu. Potom, spolu s dalšími obvody (reference, logika, budič...) je jádrem řídicí sekce obvykle rozsáhlý celek. Vezmeme-li dálé v úvahu nejen kvalitativní parametry regulace, ale i potřebu dalších doplňkových a pomocných obvodů, je zřejmé, že pro ekonomickou realizaci zdrojů velkého výkonu je nezbytné použít monolitické řídicí obvody. Na druhé straně již samotná existence těchto prvků vede k jejich běžnému užívání i v regulátořech s malými výstupními výkony a to zvláště v zapojeních s měniči, pracujícími do transformátorové zátěže.

Jako jednoduchý typický příklad můžeme uvést zapojení regulátoru s protitaktovním měničem pro 5 V/5 A, založené na využití obvodu SG1524 (obr. 58). Dvojice externích výkonových spínačů TIP31A je buzena z emitorů budicích tranzistorů na



Obr. 59. Regulátor 5 V/50 A s obvodem MC3520

čípu obvodu (vývody 11, 14). Kolektory obou budicích tranzistorů jsou přes odpor 1 k Ω propojeny s napájecím napětím. Vzorek výstupního napětí je přes odporový dělič zaveden na invertující vstup regulačního zesilovače (vývod 1), na druhý vstup je přes stejný dělič přivedeno ze zdroje interního referenčního napěti 5 V. Kmitočet generátoru je nastaven prvky R_T , C_T . Vzhledem k funkci interního klopného obvodu je opakovací kmitočet generátoru dvojnásobkem pracovního kmitočtu měniče. Kmitočtově je smyčka kompenzována externím dvojpollem R_k , C_k . Jako senzor k omezení výstupního proudu je použit sériový odpor 0,1 Ω v emitorovém obvodu obou výkonových spinačů.

Impulsně regulovaný zdroj s velkým výstupním výkonem ($P_{ws} = 250$ W) s obvodem MC3520 je na obr. 59 (zdroj 5 V/50 A). Pracovní kmitočet je 20 kHz, zvlnění $\Delta U_s < 90$ mV, účinnost se blíží 80 %. Zapojení je pro lepší orientaci rozděleno do sekci vstupní, výkonové, výstupní, řídící a sekce buzení triaku. Pro napájení elektroniky je užit spojitý monolitický regulátor 15 V.

Střídavé síťové napětí 120 V/60 Hz (USA) je usměrněno napěťovým zdvojováváčem D_1 , D_2 , C_1 , C_2 . Odpovídající ss napětí slouží k napájení měniče. Náběhový vstupní proud je při zapnutí zdroje omezen sériovým odporem R_i , protože zkratovací triak se uvede do vodivého stavu s určitým zpožděním.

Výkonová sekce obsahuje dva spínací tranzistory T_1 , T_2 v půlmůstkové konfiguraci. Jejich zářez tvoří výkonový impulsní transformátor Tr_1 . Kondenzátor C_3 omezuje možnost saturace jádra Tr_1 v důsledku možných nesymetrií. Budici Tr_2 a Tr_3 tranzistorů měniče zajišťují malou impedanci bázových obvodů (R_{BE}) a současně spolu s Tr_1 galvanicky oddělují výkonovou sekci od výstupního rozvodu i řídící elektroniky zdroje. Antisaturační diody D_3 , D_4 a D_5 , D_6 zvětšují spinaci rychlosť tranzistorů T_1 , T_2 , zatímco diody D_7 , D_8 umožňují zavést závěrny bázový proud v intervalech rozpínání tétoho tranzistorů. Diody, zapojené paralelně k přechodům CE spinačů, omezují špičkové napětí U_{CE} v přechodových rozplácích fázích.

Schottkyho diody D_9 , D_{10} ve výstupní sekci usměrňují indukované napětí na sekundární vinutí Tr_1 . Smyslem neobvyklého užití Zenerovy diody (jako rekuperáční) je zhnožnit průraz Schottkyho diod nárazovým překročením jejich přípustného závěrného napěti. Akumulační filtr tvoří prvky L_1 , C_4 . Druhý filtr D_2 , C_5 , je vysokofrekvenční. Potlačuje rušivá napětí na výstupu zdroje. Odpor R_2 je snímačem nadproudu pro řídící sekci.

Jádrem řídící sekce je již popsaný monolitický obvod MC3520. Pracovní kmitočet je prvky R_3 , C_T nastaven na 20 kHz. Trimrem R_4 je nastaven blokovací interval (dead-time) asi na 5 μ s. Regulátor užívá dvou zpětnovazebních smyček. Jedna je přes operační zesilovač A_1 řízena výstupním proudem, druhou přes A_2 ovládá výstupní napětí. Trimrem R_5 se nastavuje $I_{Z\max}$, trimrem R_6 úroveň výstupního napěti U_s .

Pozornost v řídící sekci zasluhuje obvod měkkého startu, jehož součástí jsou především externí tranzistor T_3 a kondenzátor C_8 . Při zapnutí zdroje, kdy se nabíjí vstupní kondenzátorová baterie C_1 , C_2 přes odpor R_1 , je MC3520 pasivní. V tomto časovém úseku se napětí na vývodu 6

zmenšuje od asi 15 V tak, jak se nabíjí kondenzátor C_8 . Zmenší-li se asi na 6 V (tj. po uplynutí přibližně 100 ms), je aktivován obvod MC3520. Vzhledem k zatížení úzkému budicímu impulsu na vývodu 13 se díky sekci buzení triaku (tranzistor T_4) triak sepne (je tedy zkratován odpor R_i). Jak se napětí na vývodu 6 dále zmenšuje, činitel plnění budicích impulsů se plně zvětšuje, až řízení pracovního cyklu regulátoru převeze některá ze zpětnovazebních smyček (napěťová nebo proudová).

Myslím, že uvedené ukázky zapojení k získání základního přehledu o realizaci nespojitých regulátorů stačí. Další náměty lze čerpat z realizace měničů a regulátorů v kalkulačkách, TV přijímačích a jiných zařízeních. Mnoho cenných podnětů lze získat i studiem zapojení zdrojů řady DBP, vyviených a vyráběných v ZPA Děčín za spolupráce s VÚMS Praha, i když koncepčně, technologicky ani ekonomicky nespadají do oblasti amatérských aplikací.

Perspektivy nespojité regulace

I přes pokročilý současný stav impulsní regulace lze jistě konstatovat, že celá oblast stojí teprve na počátku rychlého vývoje. Zvláště u nás jsou dosud značnou překážkou nevýznamné ekonomické přednosti. Právě proto se v profesionální praxi tato nová technika zatím nejvíce uplatňuje v zařízeních s většími přípony, kde prakticky nemá konkurenční. To je zřejmé již při základním pohledu na některé zdroje, které se spíše než „elektrárny“, která je v nich skryta, podobají desce s plošnými spoji zesilovače ke gramofonu. Technologický pokrok v oblasti součástí ižitě umožní rozšířit nespojitu regulaci i do oblasti spotřební elektroniky. Cestu k tomuto cíli lze hledat především ve zlepšování ekonomických ukazatelů a potlačení parazitního kmitočtového rušení, což souvisí mimo jiné i s výzkumem nových metod regulace.

Jako jeden z příkladů uvedeme „sinusovou“ regulaci, vyvinutou u fy Hewlett-Packard, která velmi účelně eliminuje kmitočtové rušení, typické pro klasické impulsní měniče. Zjednodušené blokové schéma regulátoru je na obr. 60. Stejnosměrné napětí k napájení měniče je opět získáno přímým usměrněním a filtrováním napětí. Protitaktní měnič s výkonovými MOSFET pracuje v oblasti asi 200 kHz. Vtip řešení spočívá v tom, že zářez spináčů je v podstatě tvořena sériovým rezonančním obvodem (na obr. 60 sériovou cívkou L_1 , rozptylovou indukčností Tr_1 a přetrafovanou sekundární kapacitou ladícího kondenzátoru C_3). Jádrem řídící sekce je jednoduchý převodník napětí/kmitočet, ovládaný zesílenou regulaci odchylkou ΔU_s . Proměnný kmitočet VCO je vždy poněkud vyšší, než rezonanční kmitočet obvodu LC . Zmenší-li se výstupní napětí U_s pod jmenovitou velikost, zvýšuje se kmitočet VCO a tedy i pracovní kmitočet měniče. V důsledku kmitočtového posuvu po boku rezonanční křivky obvodu směrem od f_{res} se zvětšuje střídavé napětí na C_3 . Tím se zvětšuje i výstupní napětí U_s . Naopak při kladné odchylce ΔU_s se pracovní kmitočet měniče k rezonančnímu přiblížuje a napětí U_s se zmenšuje. Regulační smyčka udržuje výstupní napětí na jmenovité velikosti. Důsledkem rezonančního

charakteru zatěžovacího obvodu měniče je přibližně harmonický průběh proudu spínání i magnetického toku transformátoru. Tím se radikálně omezi kmitočtové rušení zdroje. Uvádí se, že je typicky o -15 dB pod úrovní, odpovídající zdrojům srovnatelného výkonu, užívajících impulsně šírkové modulace.

Konstrukční část

Následující příklady praktického návrhu a konstrukce několika jednoduchých regulátorů mají za cíl především doplnit dosavadní šedivou teorii předcházejících kapitol. Všechny konstrukce jsou založeny na principu regulace s proměnným kmitočtem – názorně vyplývající problémy praktické realizace s dostupnými součástmi a konečně i slabiny jednotlivých koncepcí, zpravidla v literatuře podrobněji nerozváděné, považují za velmi užitečné. Jednotlivé díly obvodů jsou řešeny z hlediska optimálního kompromisu mezi kvalitativním a ekonomickým hlediskem. Snažil jsem se také ukázat, že nedostupnost řady speciálních součástí může být mnohdy kompenzována uváženou volbou koncepce, obvodových a konstrukčních detailů.

Pro praktickou konstrukci regulátorů s $T_c = \text{konstanta}$ mohou být dobrým vodítkem články [20], [22].

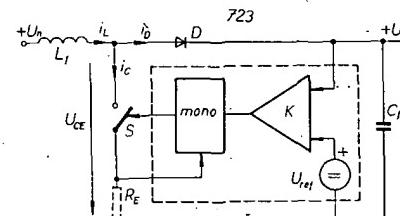
Výstupní blokující regulátor s proměnným kmitočtem ($T_a = k$)

První praktickou konstrukcí je regulátor s blokujícím měničem, řízený proměnným kmitočtem při konstantním aktivním intervalu T_a . Pro zvýraznění některých problémů a jejich vzájemných souvislostí záměrně zvolíme výstupní poměr $U_n < U_s$.

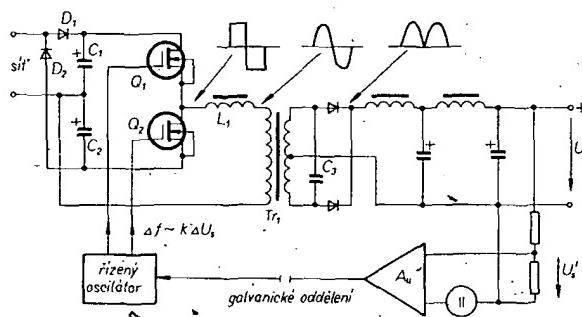
Stanovme základní požadavky na parametry regulátoru: výstupní stabilizované napětí +12 V, napájení z baterií nebo akumulátoru 6 až 9 V. Mezní výstupní proud $I_{Z\max} = 100$ mA, mezihradové zvlnění výstupního napěti $\Delta U_s < 100$ mV.

Vzhledem k malému výstupnímu výkonu ($P_{ws} \max = 1,2$ W) a poměru $U_s/U_n \min = 2$ volíme pro zajímavost modifikovaný beztransformátorový blokující měnič, řízený proměnným kmitočtem.

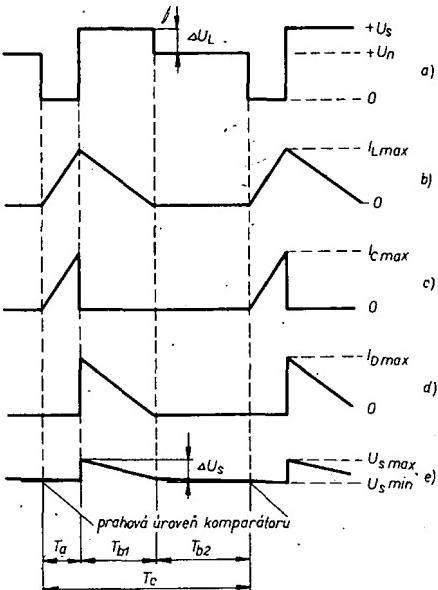
Základní schéma regulátoru je na obr. 61, funkci vlastního měniče názorně



Obr. 61. Základní schéma zvyšujícího regulátoru s blokujícím měničem a proměnným kmitočtem



Obr. 60. Základní schéma kmitočtově řízené „sinusové“ regulace HP



Obr. 62. Základní stylizované průběhy měniče: a - na svorkách výkonového spínače (U_{ce}), b - proud i_L , c - proud spínačem (i_c), d - proud diodou (i_D), e - výstupní napětí U_s

postihují stylizované časové diagramy na obr. 62.

V intervalu T_a akumuluje cívka L_1 , tentokrát zapojená v sérii s napájecím napětím U_n , určitou energii. V důsledku konstantního intervalu T_a budou nejen strmost, ale i rozkmit proudu Δi_L lineárního pilovitého průběhu záviset na velikosti U_n . Platí

$$\frac{\Delta i_{L_a}}{T_a} = \frac{U_n}{L_1} \quad (1)$$

S rozepnutím výkonového spínače začíná první fáze (T_{b1}) druhého intervalu pracovního cyklu měniče. Na svorkách L_1 se indukuje pravoúhlý napěťový impuls ΔU_L a filtrací kondenzátor C_1 se přes propustně polarizovanou diodu D nabije na zhruba $U_{s_{max}} = U_n + \Delta U_L$. Doba T_{b1} je ukončena v okamžiku vyčerpání energie pole tlumivky L_1 . Tehdy je zmenšením impulsu $\Delta U_L \rightarrow 0$ skokově uzavřena odělovací dioda D a napětí U_s se zmenšuje (interval T_{b2}) s časovou konstantou výstupního obvodu $kU_{s_{min}}$. Při $U_{s_{min}}$ řidící obvody opět sepou výkonový spínač a následuje další pracovní cyklus.

Nutnou podmínkou lineární regulace s konstantním intervalom T_a je existence intervalu T_{b2} , tj. přerušování proudu, tečoucího cívku L_1 . To ovšem znamená, že v našem případě neplatí základní vztahy, uvažované v teoretické části, věnované blokujícímu měniči a znázorněné v diagramech obr. 13, 14, 15.

Považujeme-li výstupní napětí $U_s \approx k$, je s ohledem na $\Delta U_L \gg i_{L_{max}}$ strmost průběhu $d i_L / dt$ opět především funkci napájecího napěti

$$\frac{\Delta i_{L_b}}{T_{b1}} = \frac{U_s - U_n}{L_1} = \frac{\Delta U_L}{L_1} \quad (2)$$

Poměr napěťového impulsu ΔU_L a napájecího napěti U_n vyplývá z poměru strmosti proudových změn (1), (2) v obou rozdělujících intervalech (T_a, T_{b1}) cyklu

$$\frac{\Delta U_L}{U_n} = \frac{T_a}{T_{b1}} \quad (3)$$

Proto výstupní napětí U_s , přibližně rovné součtu

$$U_s = U_n + \Delta U_L = U_n(1 + T_a/T_{b1}) \quad (4)$$

může být větší než U_n . Přitom obě napětí U_n, U_s mají shodnou polaritu.

Stabilita výstupního napěti U_s při regulaci s konstantním intervalem T_a výrazně závisí na zisku a šířce regulačního rozsahu zpětnovazební smyčky. Řešení vhodných řidicích obvodů v klasické konfiguraci podle obr. 61 (napěťový komparátor, referenční napěťový normál, monostabilní obvod) není při malém napájecím napětí, požadavku bezpečného startu, jednoznačné funkce atd. jednoduché. Zvláště proto, že s rostoucí složitostí zapojení se vytrácí hlavní (ekonomická) přednost celé koncepce. Po zvážení všech souvisejících jsem další návrh jednoznačně orientoval na využití obvodu MAA723, který obsahuje dynamický zcela vyhovující rozdílový zesilovač s velkým ziskem, referenční normál asi +7,1 V a konečně i vstup, vhodný pro zavedení blokovacího signálu (inhibit). Základní nedostatek obvodu pro naši účel spočívá v jeho napájecím napětí $U_{ref} \geq 9,5$ V. Přesto je možné realizovat celou řidící a budici sekci po doplnění obvodu 723 jediným externím tranzistorem.

Funkční princip navrhované řidící jednotky a její návaznost na výkonový spínač jsou zřejmé z obr. 63a. Je-li spínač S rozpojen (interval T_b), pracuje rozdílový zesilovač jako běžný napěťový komparátor s porovnávací úrovní nelineárního vstupu $U_{ref} R_4 / (R_3 + R_4)$. Zmenší-li se napětí U_s

prakticky lineárně zvětšuje i napěťová odchylka invertujícího vstupu, vyplyvající z „podložení“ zpětnovazebního děliče R_1, R_2 právě napětím ΔU_{pi} . Zhruba platí

$$\Delta U_- = \Delta U_{pi} R_1 / (R_1 + R_2) \quad (5)$$

Časový průběh napěťové odchylky neinvertujícího vstupu bude mít naproti tomu, v důsledku uplatnění časové konstanty R_4, C_2 , charakter nelineární. V prvé fázi intervalu T_a bude platit nerovnost $\Delta U_+ > \Delta U_-$ (viz obr. 65b). S postupným vybijením C_2 se však bude strmost zvětšování $\Delta U_+ = f(U_{pi}, t)$ zmenšovat tak dlouho, až se po jistém čase vyrovnej okamžité amplitudy $\Delta U_+ = \Delta U_-$ a tím i ukončí interval T_a (bod X na obr. 63b). Přechod komparátoru do výchozí polohy je jištěn a dynamicky urychlován skokem $\Delta U_{pi} \rightarrow 0$.

Pro orientační určení prvků R_4, C_2 , definujících interval T_a , vyjdeme z řešení podmínky pro dosažení okamžité rovnosti odchylek $\Delta U_+ = \Delta U_-$. Za samozřejmého předpokladu $\Delta U_{s(T_a)} < \Delta U_{pi} < U_{ref}$ lze psát

$$\Delta U_+ \sim \Delta U_{pi} - \frac{1}{C} \int \Delta i_C dt \quad (6)$$

Odhadneme-li pro jednoduchost střední hodnotu proudové změny Δi_C v intervalu T_a s pomocí mnemonického vztahu

$$\frac{\Delta i_C}{2} \sim \frac{\Delta U_+}{2R_4} \quad (7)$$

vychází po dosazení z (5), (7) do (6) kapacita kondenzátoru

$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} \frac{T_a}{2R_4} \quad (8)$$

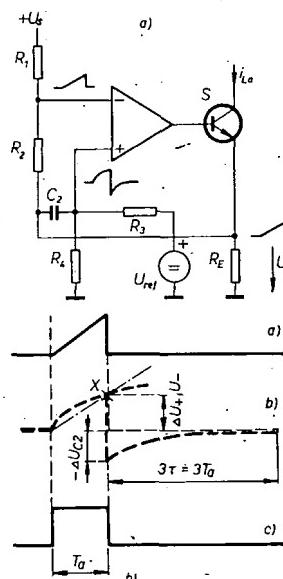
Stanovme ihned kapacitu C_2 pro naši potřebu. Volime-li interval $T_a = 20 \mu s$, $R_3 = R_4 = 10 k\Omega$, bude poměr R_1/R_2 , definující výstupní napětí $U_s = 12 V$, zhruba roven 2,4. Po dosazení údajů do (8) vyplyvá, že C_2 bude přibližně

$$C_2 = 2,4 \cdot 20 \cdot 10^{-6} / 2 \cdot 10^4 \approx 2,2 nF$$

Z rovnice (8) i z prosté úvahy vyplyvá, že interval T_a není závislý ani na rozkmitu ΔU_{pi} , ani na velikosti napájecího napěti U_n . Je tomu tak proto, že doba kyvu časovacího obvodu je určena poměrově, přičemž zdroj stimulačního signálu je pro oba vstupy komparátoru společný. Praktickým důsledkem je např. možnost volit odpor R_E velmi malý, neboť rozkmit ΔU_{pi} se může pohybovat v rozsahu desítek až stovek mV ($\Delta U_{pi} > \Delta U_{s(T_a)}$).

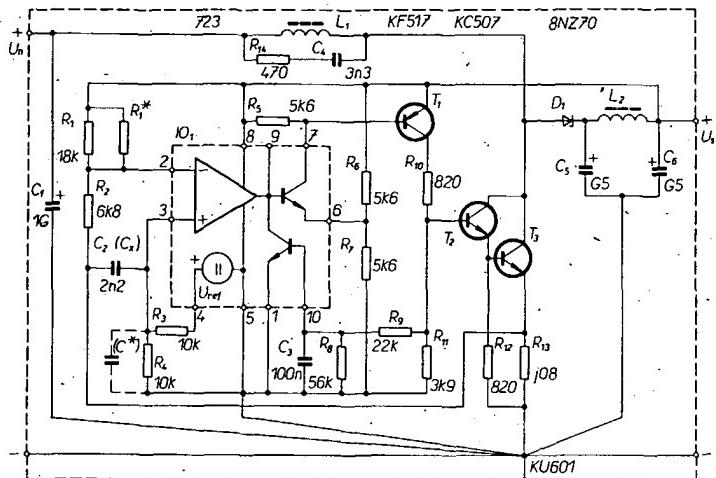
Na průběhu b) si ještě povídme, že důsledkem skokové změny $\Delta U_{pi} \rightarrow 0$ je záporný překmit s počáteční amplitudou $-\Delta U_{C2}$, který po určité době exponenciálně dozívá vlivem opětovného nabijení C_2 na ustálenou velikost $U_{C2} = U_{ref} R_4 / (R_3 + R_4)$. Pokud se pro jednoduchost rozhodneme překmit neodstraňovat, je vhodné volit interval $T_{b1} + T_{b2}$, odpovídající $U_{n_{min}}$, delší, než je doba ustálení přechodového jevu. Jinak by byla narušena linearita regulační smyčky.

Nyní se již můžeme věnovat rozboru a návrhu detailního zapojení na obr. 64. V prvé řadě stanovíme požadavky na výkonový spínač a určíme optimální indukčnost tlumivky L_1 . Vzhledem k volnoběžnosti pracovního cyklu (proměnný kmitočet) a přerušování proudu i_L po dobu T_{b2} vypdejme z jednoduché energetické rozvahy.



Obr. 63. Funkční schéma a časové diagramy řidící jednotky, a - vzorkovací napětí U_{pi} , b - průběhy na inv. a neinvert. (čerchované) vstupu, c - výstup komparátoru

pod prahovou mez $U_{s_{min}}$, je po určité definovaný interval T_a sepnut spínač S. Usporného řešení příslušného časovacího obvodu bylo dosaženo využitím vzorkovacího napětí U_{pi} pilovitého průběhu, vytvářeného průchodem proudu i_L malým odporem R_E v emitoru výkonového spínače. Vzorkovací napětí U_{pi} , lineárně narůstající od nuly (počátek intervalu T_a), stimuluje v průběhu každého intervalu T_a dynamickou napěťovou odchylku obou vstupů komparátoru vůči ustáleným hodnotám. Na každý ze vstupů však přitom vzorkovací impuls působí jiným způsobem. Za předpokladu ideálního komparátoru ($R_{st}, R_{dif} \rightarrow \infty$) a při zanebnání dynamiky zvlnění ΔU_s lze funkci časovací jednotky postihnout s pomocí obr. 63b. Při sepnutí výkonového spínače S se počíná lineárně zvětšovat napětí U_{pi} na odporu R_E (průběh a). Tím se současně



Obr. 64. Vzestupný blokující regulátor

Energetické množství, odebírané z měniče zátěže v každém pracovním cyklu

$$W_s = P_s T_c = U_s I_z T_c \quad (9)$$

Napájecí zdroj je v našem případě měničem zatěžován nejen v intervalu T_a , ale i T_{b1} . V konstantním intervalu T_a odebírá akumulační tlumivka energii

$$W_a = L_1 \Delta i_L^2 / 2 \quad (10)$$

V proměnném intervalu T_{b1}

$$W_b = (U_n \Delta i_L / 2) T_{b1} \quad (11)$$

Po zahrnutí účinnosti $\eta < 1$ můžeme zapsat rovnost

$$W_s / \eta = W_a + W_b \quad (12)$$

Dosazeno

$$P_s T_c / \eta = \frac{L_1 \Delta i_L^2}{2} + \frac{U_n \Delta i_L}{2} T_{b1} \quad (13)$$

jelikož

$$\Delta i_L = \frac{U_n T_a}{L_1}$$

platí

$$P_s T_c / \eta = \frac{\Delta i_L U_n T_a}{2} + \frac{\Delta i_L U_n T_{b1}}{2} \quad (14)$$

Po dosazení (4) získáváme vztah pro určení rozkmitu proudu cívky L_1

$$\Delta i_{L\min} = \frac{U_s}{U_n} \left(\frac{U_s}{U_n} - 1 \right) \quad (15)$$

který řešíme pro minimální napájecí napětí $U_{n\min}$ a poměr $T_{c\min} : T_a$, omezený jednak parametry řidicích obvodů, jednak konkrétními požadavky na stabilitu U_s při malém napájecím napětí. Vzhledem k nutnosti existence intervalu T_{b2} je poměr $T_{c\min} : T_a$ větší než 2:1. V souladu s obr. 63 volíme pro jednoduchost poměr 4:1, tj. prakticky eliminujeme vliv záporného překmitu $-\Delta U_+$. Tím ovšem na druhé

straně vznikne rozkmit Δi_L . V praxi, zvláště při menších náročích na stabilitu U_s , může být poměr $T_{c\min} : T_a$ volen menší a závislost $U_s = f(U_n)$ je potlačena volbou minimálního rozkmitu ΔU_{pl} , velkého referenčního napětí $U_{ref} = U_{ref} R_4 / (R_3 + R_4)$ a následnou úpravou poměru R_1 / R_2 .

Při $U_{n\min} = 5,5$ V, $T_{c\min} : T_a = 4$ a odhadnuté účinnosti $\eta = 0,7$ vychází z (15) rozkmit proudu indukčnosti $\Delta i_{L\min} = 1,35$ A. Z upravené rovnice (1) již pro určitý interval T_a můžeme stanovit optimální indukčnost tlumivky L_1 :

$$L_1 \text{ jmen } = \frac{(U_{n\min} - U_{CESat} - \Delta U_{pl})}{\Delta i_{L\min}} T_a \quad (16)$$

Při $T_a = 20 \mu s$ je $L_1 = 66 \mu H$.

Úpravou rovnice (15) můžeme odvodit i požadavky na regulační rozsah řidicích obvodů. Platí

$$\frac{T_c}{T_a} \sim \frac{\eta U_n T_a}{2 U_L (\frac{U_s}{U_n} - 1)} \quad (17)$$

Závislost $T_c : T_a = f(U_n)$ při uvažované konstantní účinnosti $\eta = 0,7$ a zatěžovacím proudu $I_z = 100$ mA zhruha postihuje tab. 5.

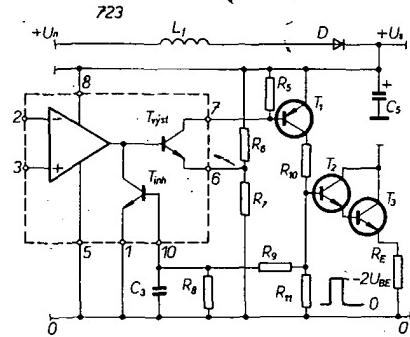
Tab. 5.

| U_n [V] | $T_c : T_a$ |
|-----------|-------------|
| 6 | 3,6 |
| 7 | 7 |
| 8 | 10 |
| 9 | 16 |

Kmitočet měniče je pak úměrný převrácené hodnotě součinu $(T_c : T_a) T_a$. Je samozřejmé, že poměr $T_c : T_a$ a tím i f_{op} se dále mění také se změnou I_z .

Vzhledem ke značnému špičkovému proudu tlumivky L_1 , který v našem případě při horní hranici napájecího napětí (+9 V) přesahuje 2 A, a samozřejměmu požadavku malého saturování napětí U_{CES} , velkého činitele β atd. použijeme na pozici výkonového spínače Darlingtonovu kombinaci KC507 + KU601. Při ovládání spínače obvodem MAA723 je poměrně obtížné zajistit dokonalé vybuzení spínače v intervalu T_a a jeho bezpečné zavření v intervalu T_{b1} . Kromě toho činí problémy i dosáhnout vyhovující dynamiky budicích impulsů (strmosti, náběžných a seskupených hran) a zabezpečit spolehlivý start měniče za nejrůznějších vstupních (velikost U_n) i výstupních (I_z) podmínek.

Lze konstatovat, že využití běžného výstupu obvodu MAA723 (vývod 6) je pro nás případ nevhodné především pro značný ss offset (asi +2 V) výstupních



Obr. 65. Kombinovaný budicí a startovací obvod

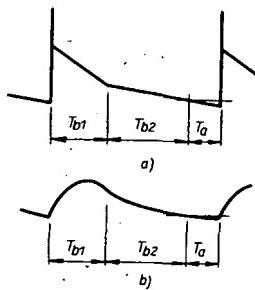
impulsů. Z rozboru vnitřní struktury obvodu 723 vyplýnulo řešení, které osvětluje dílčí schéma na obr. 65. Jako napájecí napětí pro integrovaný obvod se používá přímo výstupní stabilizované napětí U_s . To je ovšem při startu regulátoru mnohem menší, než obvod pro správnou funkci vyžaduje. Platí, že počáteční napětí na výstupních svorkách $U_{start} = U_n - U_D$. Předpokládejme, že budeme napájecí napětí U_n plynule zvětšovat od nuly. Potom je v rozsahu $U_n = 0$ až +5 V dělicem R_6 , R_7 (vnucujícím vývod 6 IO počáteční ss potenciál asi $U_n/2$) zajištěno, že se mění nekontrolované nerozkmitá. Externí doplňkový budicí tranzistor se začíná otevřít (vzhledem k zatímní malému a nestabilnímu napětí U_{ref} teprve při $U_n > 4$ V. Tato změna (překlopení komparátoru) je závislá na dělicím poměru R_1/R_2 . Z funkce (3) je jasné, že regulační smyčka bude bez dalších opatření měniči vnucovat značnou středu $T_b/T_a > 1:1$, protože $U_{start} < U_n$. Pak by ovšem přes extrémně velký odběr ze zdroje odpovídající amplituda indukovaného napěťového impulsu nestačila k dosažení regulačního režimu, napětí U_s bylo trvale menší než $U_{s\text{jmen}}$.

K zajištění bezpečného startu regulátoru byla s ohledem na možnosti obvodu 723 užita zjednodušená varianta obvodu měkkého startu, využívající vývod tranzistoru T_{inh} ve struktuře IO. Jak vidíme na obr. 65, báze tohoto tranzistoru je ovládána výstupem integračního člena R_8 , C_3 , impulsní buzený z první báze výkonového spínače T_2 , T_3 . Impulsní nebo ss napětí na vstupu integračního člena se tedy může měnit pouze v rozsahu 0 až +2 U_{BE} . Volba časové konstanty člena je kompromisním řešením mezi požadavky startu při spojité a skokové změně U_n . Při pomalém zvětšování U_n se při překročení určité hranice otevří T_1 . Jelikož amplituda budicího impulsu je zatím malá, přecházejí spínače zvolna do lineárního režimu, zatímco T_{inh} se přes integrační člen otevře při malé časové konstantě R_9 , C_3 určitým předstihem. Touto cestou jsou spínače vnučeny výkonné kmity o $f_{start} > f_{jmen}$ a o střídě impulsů blízké 1:1. Po určitou dobu, charakteristickou zhoršenou účinností měniče, se napětí U_s zvětšuje k $U_{s\text{jmen}}$. Tím se ovšem zmenší středa budicích impulsů, napětí na výstupu integračního člena se zmenší a tranzistor T_{inh} přestává mít vliv na činnost regulační smyčky. Obdobně se startovací obvod uplatňuje i při skokovém připojení U_n . Velký poměr $T_a:T_b$ způsobí zvětšení.

$$U_{BE\text{inh}} = U_{C3} \doteq 2U_{BE} \frac{T_a}{T_c} \quad (18)$$

přes +0,6 V a tím aktivaci T_{inh} . Další mechanismus je obdobný předchozímu. Upravou dělicího poměru R_9/R_8 je možno startovací obvod přizpůsobit konkrétnímu rozsahu výstupních napětí.

V alternativním využití startovacího obvodu pro regulátor s transformátorem měničem by takto mohla být vyřešena i pojistka vůči zkratu na výstupních svorkách. V našem případě by ovšem byla přetížena dioda D_1 .



Obr. 66. Charakteristické průběhy zvlnění ΔU_s .

Přejdeme k návrhu sestavy a dimenzování součástí výstupního filtru. Závěry z teoretické části lze snadno ověřit – průběh zvlnění ΔU_s podstatnou měrou závisí nejen na kapacitě filtračního kondenzátoru C_1 , ale také na hodnotách náhradních prvků R_0, L_0 příslušného elektrolytického kondenzátoru. To konečně vyplývá již z obr. 62e – dynamický průběh odchylky ΔU_s v intervalu T_{b1} v podstatě sleduje průběh proudu tlumivkovou L_1 . Nepríjemnou složkou zvlnění jsou i ostré jehlové impulsy v přechodové části T_a až T_{b1} (obr. 66a). Vídáme, že v praxi je, při použití běžného elektrolytického kondenzátoru na pozici C_1 , průběh odchylky ΔU_s v intervalu T_{b1} zcela nevyhovující jak z hlediska časového průběhu, tak amplitudy.

Pro zmenšení amplitudy zvlnění ΔU_s , zejména při malých výstupních proudech, možno použít kondenzátor s o řadě větší kapacitou a vhodně vybrat jeho typ. Pro zlepšení časového průběhu odchylky $\Delta U_{s(t)}$, tj. pro odstranění ostrých impulsních hran (obr. 66a), je výhodné použít filtr CLC ve tvaru článku II s cívkou L_2 v podélné věti. Příběh zvlnění při takovém výstupním filtru pak charakterizuje obr. 66b. Z hlediska dynamických parametrů regulátoru je žádoucí volit indukčnost cívky L_2 pokud možno malou. V daném případě jsem volil shodné kondenzátory $C_5 = C_6$, pro dostatek místa na desce s plošnými spoji jsem vycházel z rádového překročení.

$$C_1 \gg \frac{I_s(T_a + T_{b2})}{\Delta U_s}; \text{ voleno } C_5 = C_6 = 500 \mu F \quad (19)$$

minimální indukčnost cívky L_2 lze stanovit podle

$$L_2 \sim \left(\frac{T_c \max}{2\pi} \right)^2 \frac{1}{C_6} = 6 \mu H \quad (20)$$

Velmi důležitý je výběr usměrňovací (oddělovací) diody D_1 a to nejen z hlediska účinnosti měniče, ale v mezních případech i vlastní funkce regulátoru. Příčinu můžeme vysledovat z obr. 62a, b, d. V teoreticky ideálním případě se dioda D s nulovou zotavovací dobou skokově zavírá v okamžiku vycerpání energie, akumulované tlumivkovu L_1 . Tehdy se napětí na svorkách spínače okamžitě mění z U_s na U_n a proudy I_L, I_D jsou nulové až do startu následujícího cyklu.

U reálné diody s určitou nenulovou zotavovací dobou τ_{tr} vždy dochází k přechodovému jevu, protože dioda zůstává po jistou dobu, i přes závěrnou polarizaci přechodu, vodivá. Působí tedy jako zkrat, neboť ji prochází relativně velký závěrný proud. Jeho impulsní charakter má za následek nejen nabíjení L_1 v opačném smyslu, ale i zvětšení záklamu rezonančního obvodu $L_1 +$ parazitní pravky. Kromě toho, že zhoršují účinnost měniče, mohou napěťové impulsy, zvláště na počátku intervalu T_{b2} , přímo znemožnit správnou funkci měniče propustnou po-

larizaci přechodu BC tranzistorů výkonového spináče.

Běžné diody pro průmyslové kmitočty jsou z této důvodů pro naše účely nevhodné. Dobrou představu lze získat jednoduchým experimentem podle obr. 67. Pro jednoduchost volime malý prourový rozkmit $\pm \Delta i_d$, takže budicí impulsy mohou být získány pomocí běžného impulsního generátoru. Na osciloskopu (obr. 68) vidíme, že běžnou diodou teče po určitém intervalu t_h od skokové závěrné polarizace přechodu velký závěrný proud. Teprve po uplynutí t_h se začíná závěrný proud exponenciálně zmenšovat k odpovídající statické velikosti, blízké nule. Vnučeným ss ofsetem se dále můžeme přesvědčit, že doba t_h je při amplitudově symetrickém budicím impulsu $\pm \Delta U_{imp}$ prakticky nezávislá na jeho amplitudě; výrazně se však prodlužuje s předchozím nasycením přechodu v propustném směru ($+\Delta U_{imp} > -\Delta U_{imp}$) a zkracuje s velikostí závěrného napětí ($-\Delta U_{imp} > +\Delta U_{imp}$). Oba jevy souvisejí s podmínkami rekombinačního procesu. Exponenciální část průběhu bude v daném případě na vnějších podmínkách prakticky nezávislá.

Problém relativně značných cen a současně nedostupnosti rychlých diod pro amatéry mě donutil hledat nějaké přijatelné východisko. Jistá analogie v technologii úprav polovodičových přechodů rychlých a stabilizačních diod s lavinovým průrazem mě přivedla k „zoufalému“ pokusu využít stabilizační diody, pracující v propustném směru. Dá se říci, že praktické výsledky předčily očekávání, viz orientační srovnávací osciloskopogram na obr. 69. Doba t_h , ekvivalentní

obr. 68, se prakticky nevyskytuje, zotavovací doba t_s je podle očekávání uměrná intenzitě kritického pole přechodu – technologicky měrnému odporu Si vrstvy (u diod typu NZ70, elektricky stabilizačnímu napětí diody). Doba t_s je dále nepřímo uměrná proudu I_s . Pro naš případ velmi dobré vyhovuje dioda 8NZ70. V ne zcela výstížném srovnávacím osciloskopu obr. 69 má dokonce zhruba stejné parametry jako vzorek KYW31. Jejím užitím byla bez zvýšených nákladů a komplikací měniče ve srovnání s běžnou diodou zvětšena účinnost o asi 20 %.

Z hlediska parametrů a funkce regulátoru je neméně důležitá i praktická realizace tlumivky L_1 . Její rozptylové elektromagnetické pole může být v mezním případě zdrojem rušení nejen pro blízká a vzdálená elektronická zařízení, ale i pro vlastní řídící obvody. Při návrhu provedení tlumivky jsem se ocitl v situaci, která pravděpodobně postihne i většinu čtenářů. Nesehnal jsem ani vhodný sortiment feritových jader, ani jejich parametry. Nezbýlo mi nic jiného, než použít hrnčíkové jádro o $\varnothing 18$ mm ze starých zásob (materiál i ostatní údaje neznámé). Následující postup by proto mohl být užitečný i v ostatních podobných případech. Vyděme ze vztahů, uvedených v kapitole, věnované návrhu akumulační tlumivky propustného měniče. Uvědomíme-li si, že přesné nastavení vzduchové mezery je v amatérských podmínkách prakticky nemožné, budeme s lehkou hlavou přistupovat k jejímu orientačnímu určení. Výsledek ověříme jednoduchým experimentem.

Odhadneme přípustné sycení jádra $B_{max} \approx 0.2$ T. Vnitřní průřez mého feritového jádra byl zhruba $S = 20 \text{ mm}^2$. Odpovídající délku mezery stanovíme přibližně ze vztahu

$$l_m = \frac{\mu_0 L_1 \Delta I_{L max}}{B^2 S} \quad (21)$$

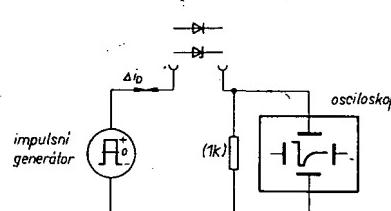
Po dosazení $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [\text{H/m}]$, $L_1 = 66 \mu H$, $\Delta I_{L max} = 2.5 \text{ A}$, $B = 0.2 \text{ T}$, $S = 2 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$ vychází

$$l_m = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 66 \cdot 10^{-6} \cdot 6.25}{4 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10^{-5}} = 0.65 \text{ mm.}$$

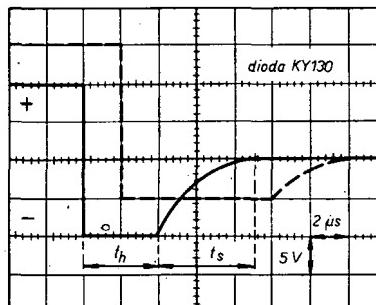
Vzhledem k dvojnásobnému přerušení feritového jádra (vnitřní, vnější plášť hrnčíku) nastavíme $l_m \approx 0.3 \text{ mm}$. Mezera vychází pro dané jádro již poměrně velká, nicméně ještě stále přijatelná.

Nyní do jedné půlký hrnčíku navineme určity počet závitů, např. 50. Ze změřené indukčnosti při mezeře nastavené na 0.3 mm určíme součinitel $A_L = L_1 / n^2 [\text{nH/z}^2]$. S jeho pomocí stanovíme potřebný počet závitů $n = \sqrt{66 \cdot 10^3 / A_L}$. V mém případě vyšlo $n = 24$ závitů. Cívka byla navinuta na vhodném trnu bez kostry drátem o $\varnothing 0.4 \text{ mm CuL}$ a uložena do jedné půlký hrnčíku. Vzduchovou mezeru 0.3 mm jsem zajistil vložkou z obalu poznamkového bloku. Obě části jádra jsou přes podložky staženy mosazným šroubem M3, stažení je fixováno kontramatricí. Pro potlačení rozptylového pole doporučují přes vnější plášť hrnčíku v místě mezery umístit závit nakrátko, tvořený buď vhodným drátem nebo měděnou fólií. Závit uzemníme v nejbližším dostupném místě. Provedení je patrné z fotografie na obálce.

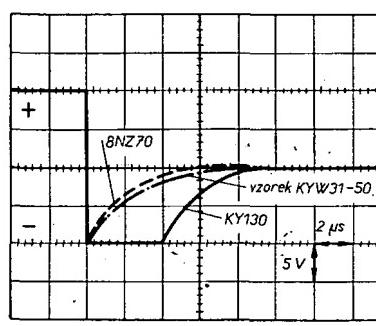
Protože při návrhu byl použit hrubý odhad, bude konečným kritériem vhod-



Obr. 67. K zotavovací době diody



Obr. 68. K orientačnímu měření závěrné zotavovací doby diody



Obr. 69. Srovnávací měření běžné diody (KY130) a lavinové stabilizační diody (8NZ70), zapojené v propustném směru

nosti řešení kontrola linearity pilového průběhu $\Delta U_{\text{L}} = f(t)$ v celém rozsahu napájecích napětí. S výhodou lze měřit linearity napěťového průběhu ΔU_{pil} na odporu R_E .

Realizace tlumivky L_2 filtrování členu není kritická. Tlumivka je válcově vinuta ve dvou vrstvách na libovolném výškovacím feritovém jádru M3,5 × 12 mm. Počet závitů je přibližně 20, drát o $\varnothing 0,4$ mm.

Tím můžeme považovat návrh regulátoru za ukončený. Snad zbyvá dodat, že tlumicí člen R_{14} , C_4 omezuje amplitudu zámků v pracovní tlumivce L_1 .

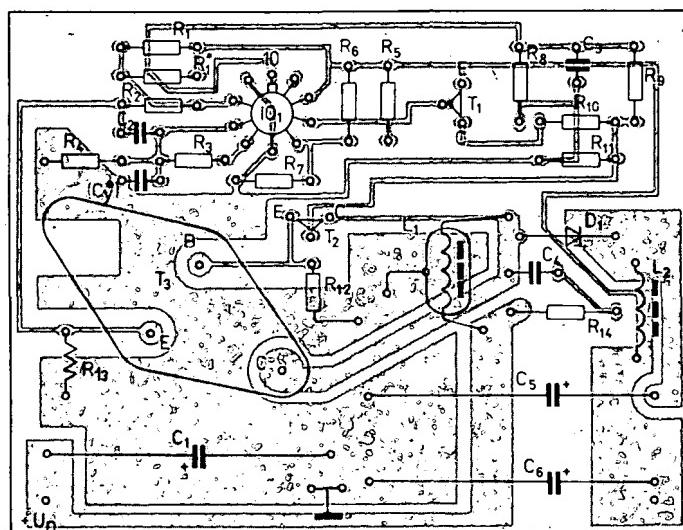
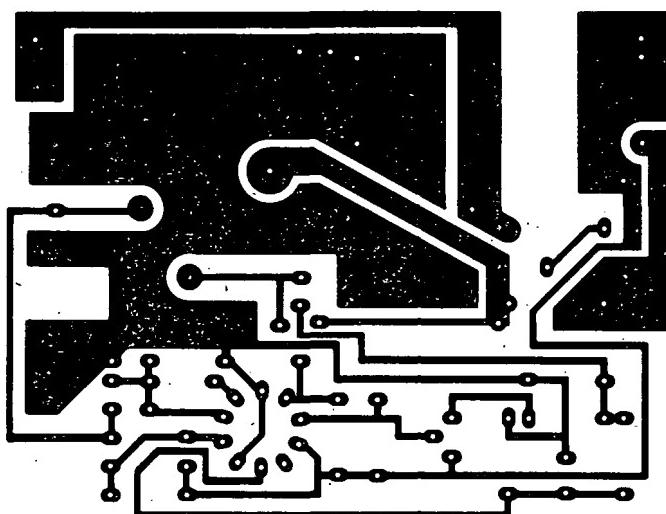
Z hlediska optimální funkce a odrušení regulátoru je poměrně důležité jeho konkrétní provedení. Základní kritéria jsou naznačena ve schématu. Jsou to především krátké spoje a z toho vyplývající těsná montáž, bohaté dimenzování spojů ve výkonové sekci a důsledné zemnění do jednoho bodu. Příkladem vyhovujícího řešení může být deska s plošnými spoji na obr. 70.

Již dříve zmíněné problémy, spojené s nedostupností přístrojů, nezbytných k přesnému měření rušivých napětí a polí, lze obejít jednoduchými srovnávacími měřenimi. Vycházíme z toho, že charakterem produkovaných rušivých signálů jsou impulsní regulátorem velmi blízké i TV přijímače. Ty ovšem musí normám ČSN vyhovovat a jsou současně každému dostupné. Základní kmitočet rušivého spektra TV přijímače (15 625 Hz) a impulsního regulátoru (typ. 20 kHz) jsou velmi blízké. Právě na tom lze založit rychlé hodnocení regulátoru. V našem případě se jedná především o porovnání parazitních elektromagnetických polí obou rušivých zdrojů.

Pohybujeme-li se s jakýmkoli běžným bateriově napájeným tranzistorovým přijímačem se směrovým příjemem (feritová anténa) v okolí zasynchronizovaného TV přijímače, zjistíme na harmonických kmitočtech $n \times 15,625$ kHz v pásmech DV, SV rušivé signály. S ohledem na AM detekci je snazší měřit při volné běžcích rozkladech. Bude-li středem „měřicího pracoviště“ místo TV přijímače náš regulátor, musí být cílem všech opatření dosáhnout prokazatelně nižších úrovní rušivého příjmu. Vhodná vzdálenost r (obr. 71) se podle typu TV přijímače pohybuje v rozmezí 1 až 2 m.

Tímto „měřením“ se snadno přesvědčíme, že náš regulátor musí být opatřen stínícím krytem. Kryt může být hliníkový nebo železný, bodovaný, nýtovaný, šroubovaný apod. Zanedbatelná výkonová ztráta regulátoru umožňuje zhotovit kryt bez větracích otvorů. Kryt spojime v jednom bodě s kostrou regulátoru nebo napájeněho zařízení.

K oživení regulátoru není třeba nic dodávat, měl by „chodit“ na první zapnutí. Důvodem špatné funkce snad může být pouze nesprávné provedení tlumivky L_1 . Regulátor ověříme s jakýmkoli regulovatelným stabilizovaným zdrojem, který má elektronickou pojistku, nastavitelnou na 1 A. Měnič musí spolehlivě startovat jak při pozvolném, tak skokovém zvětšování U_n . Voltou odporu R_1 nastavíme požadované napětí U_s při maximální zátěži $I_s = 0,1$ A. Neopomeneme zkontrolovat linearity ΔU_{pil} c plném rozsahu U_n ! Mezi vzhledovou hodnotou zvlnění U_s (prakticky nezávislá na I_s) se při změně $U_n = 6$ až 9 V bude pohybovat v mezích 10 až 50 mV, účinnost v rozsahu 72 až 77 %.



Obr. 70. Deska s plošnými spoji Q205 a deska osazená součástkami. Všechny odpory (kromě R_{13} – vinutý) jsou typu TR 151, R_{14} – TR 152, kondenzátory keramické polštářkové, C_1 TE984, C_5, C_6 – TE982, jádro L_1 – feritový hrneček o $\varnothing 18$ mm, hmota H22

Pro praxi je velmi užitečné a zajímavé projít detailně časové průběhy napětí a proudu v rozhodujících bodech zapojení a vyzkoušet, jak se na funkci regulátoru projevují změny hodnot důležitých součástí.

Hodnotime-li kriticky parametry našeho regulátoru, musíme konstatovat, že i když se podařilo vyřešit všechny základní problémy, má zapojení i nedostatky. Ty ovšem ve valné míře vyplývají přímo ze zvolené koncepce a jsou zároveň zvýrazněny řešením regulace při zvoleném poměru $U_s > U_n$. K nedostatkům patří především:

- a) velký špičkový proud $I_{L1 \max}$, zvětšující se s U_n ,
- b) proměnné zvlnění ΔU_s , opět se zvětšující s U_n (se snížováním kmitočtu regulátoru).

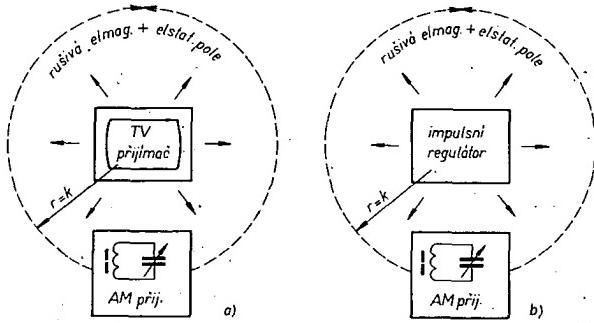
Nehledě na to, že jsme pro jednoduchost řídící sekce zvolili dosti nevhodný výchozí poměr $T_c \min / T_a \approx 4:1$, můžeme učinit jednoznačný závěr: Regulace s blokujícím měničem a konstantním intervalom T_a je vhodná především pro sestupný poměr $U_n > U_s$. V opačném případě může být efektivně uplatněna pouze při malých výstupních výkonech, popř. tehdy, je-li možno předpokládat malé změny U_n a I_s – viz např. napěťový invertor B. Murray (obr. 51).

Modifikace regulátoru zavedením proměnného intervalu T_a

Většina nevhodných vlastností předchozího regulátoru může být řádově potlačena zavedením proměnného intervalu T_a . Je asi překvapivé, že při tom dokonale vystačíme s jednoduchou úpravou zapojení z obr. 64 (přidá se jeden kondenzátor, na který je již na desce s plošnými spoji, obr. 71, pamatovalo).

Změna funkčního principu regulační smyčky vyplývá ze srovnání průběhu na obr. 72a, b. Zatímco se při regulaci s $T_a = K$, obr. 72a, špičkový proud $I_{L1 \max}$ s napětím U_n zvětšuje, může být úprava řídící sekce zajištěna konstantní amplitudou $I_{L1 \max}$, na U_n nezávislou. V tomto případě, obr. 72b, se mění doba intervalu T_a . Je nepřímo úměrná strmosti náhratu dI/dt , tedy napětí U_n . Nadále uvažujeme existenci intervalu $T_{b2} > 0$, tedy přerušování proudu I_{L1} . Při praktické realizaci se současně snažíme co nejvíce přiblížit k regulaci s $T_a = K$.

Princip užitého řešení vyplývá z obr. 73. Časovací kondenzátor je nahrazen dvojicí C_x, C_y . Komparátor opět aktivuje výkonový spínač při průchodu odchylky $\Delta U_s = f(t)$ prahovou úrovní $U_{s \min} + \Delta U_{s(Ta)}$. V tomto okamžiku se znova jako u předchozího zapojení začíná napětí U_{pil} lineárně zvět-



Obr. 71. Princip jednoduché komparační metody měření intenzity rušivých polí

šovat od nuly. Stimulovaná dynamická odchylka invertujícího vstupu komparátoru zůstává lineární funkcí napěťového průběhu U_{pil} . Zahrnemě-li i dříve zanedba- ný vliv poklesu $\Delta U_{\text{s(Ta)}}$, je

$$\Delta U_{-} = \Delta U_{\text{p}} - (\Delta U_{\text{p}} + \Delta U_{\text{s}}) R_2 / (R_1 + R_2) \quad (22)$$

Zcela jiná je nyní situace z hlediska ovládání vstupu neinvertujícího. Podmírkou správné funkce obvodu je nerovnost $C_x > C_y$. Pokud by $C_y = 0$, pracoval by regulátor s $T_a = k$. Velikostí reálného poměru $C_x : C_y$ lze ovládat míru změny intervalu $T_a = f(U_n)$.

Neuvažujeme-li zatím shodnou počáteční podmítku $U_{\text{C}(0)} = U_{\text{C}(0)} = U_{\text{ref}} R_4 / (R_3 + R_4)$, je změna proudu, tekoucího oběma kondenzátorů kapacitního děliče, úměrná strmosti nárůstu dU_{pil}/dt . Proto také okamžité odchylky $dU_{-} = dU_{\text{C}y} = f(t)$ v počáteční fázi intervalu T_a není úměrná okamžité velikosti U_{pil} , ale především strmosti nárůstu dU_{pil}/dt . Vé skutečnosti se od počátku intervalu T_a kondenzátor C_y vybije, C_y nabijejí (vzhledem k ustanovenému napětí). To mimo jiné zabezpečuje potřebnou hysterese obvodu. Doba, za kterou se v důsledku uplatnění časové konstanty $\tau = R_4 C_y$ překlopí komparátor zpět do výchozí polohy, závisí nyní jednak na sériové kombinaci a vzájemném poměru C_x/C_y , jednak na strmosti dU_{pil}/dt ; tedy vlastně na velikosti napájecího napětí U_n . Za jistých podmínek může být doba trvání intervalu T_a ovlivněna i velikostí výstupního proudu I_z . Jelikož strmost poklesu $\Delta U_{\text{s(Ta)}}$ je lineární funkcí proudu I_z , obr. 74, posouvá se při změně záteže prahová úroveň, pod niž se musí zmenšit odchylka napětí na neinvertujícím vstupu, aby se překlopil komparátor zpět do základní polohy.

K návrhu C_x, C_y z hlediska přiblížení k regulaci s přibližně konstantním pravcovním kmitočtem ($T_c \sim k$), dílči značné míry nezávislosti na změnách U_n, I_z , můžeme použít následující postup. Kapacitu C_y položíme rovnou kapacitě časovacího kondenzátoru C_2 z předchozího řešení, tedy $C_y = 2,2 \text{ nF}$. Kapacitu C_x stanovíme z přiblížné rovnosti

$$C_x : C_y = R_1 : R_2 \quad (23)$$

Jelikož pro $U_s = 12 \text{ V}$ je $R_1/R_2 \approx 2,4$, bude $C_x = C_y R_1/R_2 \approx 5,6 \text{ nF}$. Použijeme-li kondenzátory tétoho kapacit, lze očekávat, že při minimálním napájecím napětí bude opět doba $T_{a,\max} \sim 20 \mu\text{s}$, to znamená že dokonale vyhoví i indukčnost tlumivky L_i z předchozího řešení.

Kapacitní dělic C_x, C_y má příznivý vliv také na amplitudu a průběh záporného překmitu na neinvertujícím vstupu komparátoru, viz obr. 74b. Protože se při rozpojení spínače ($U_{\text{pil}} \rightarrow 0$) skokově vyrovnaná napětí na obou kondenzátořech, má odchylka ΔU_{-} vzhledem k poměru kapacit $C_x : C_y$ vůči průběhu na obr. 63b mnohem menší amplitudu. Mimoto tuto odchylku

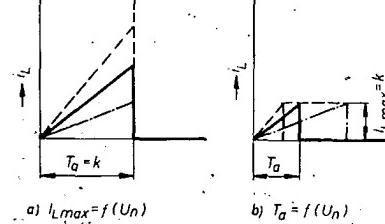
ještě dále, s ohledem na požadavek uplatnění vlivu změn I_z na regulační smyčku, minimalizujeme omezením amplitudy ΔU_{pil} . Z průběhu na obr. 74 je vidět, že okamžité směrnice odchylek $\Delta U_{+}, \Delta U_{-}$ jsou v okamžicích jejich vzájemné rovnosti řádově odlišné. Protože změna $\Delta U_{\text{s(Ta)}}$ je přibližně lineární funkcí I_z , může být vhodnou volbou rozkmitu U_{pil} při určení časové konstanty $R_4 C_y$ dosaženo výrazného vlivu Δ_z na T_a . V našem případě volíme $\Delta U_{\text{pil}} = 10 \Delta U_s$, tj. $R_E \approx 0,08 \Omega$. Při ještě menším R_E již hrozí nebezpečí narušení správné funkce regulační smyčky. Je nutné, aby odpor měl minimální vlastní indukčnost, neboť ta má za následek výrazný záporný překmit na neinvertujícím vstupu (obr. 74b tečkován).

Regulátor podle obr. 64 tedy po vyjmutí C_x a osazení C_x, C_y pracuje zásadně odlišným způsobem. Při použití uvedených kondenzátorů a odporu R_E zůstává v rozmezí $U_n = 6 \text{ až } 9 \text{ V}$ a $I_z = 0,1 \text{ A}$ špičková hodnota U_{pil} zhruba konstantní. Mění se naopak se změnou I_z , s jeho zmenšením se zkracuje interval T_a . V obou případech se perioda cyklu T_c mění ve srovnání s předchozím řešením jen nepatrne.

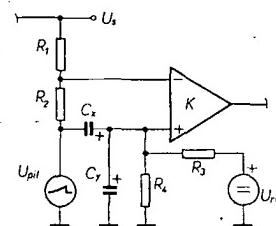
Rozhodující průběhy znázorňují osciloskopogramy obr. 76. Pro jednoduchost je zachycen pouze kritický režim, odpovídající $U_{\text{n min}} = 6 \text{ V}$. Detail přechodového jevu ($T_{b1} \rightarrow T_{b2}$), odpovídající momentu vyčerpání energie L_i , je na obr. 77. Ostatní hrany impulsů jsou kratší než 300 ns. Amplituda zvlnění ΔU_s je v každém případě menší než asi 10 mV. Závislost trvání periody T_c jako funkce U_n je pro různé proudy I_z v tab. 6.

Tab. 6.

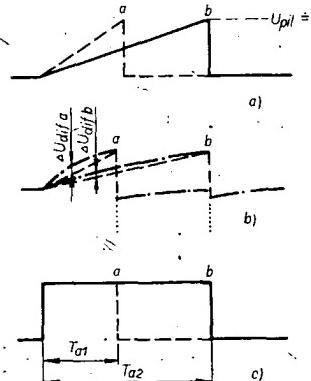
| U_n [V] | $T_c [\mu\text{s}]$ | | |
|--------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| | $I_z = 100 \text{ mA}$ | $I_z = 50 \text{ mA}$ | $I_z = 20 \text{ mA}$ |
| 5 | 45 | 50 | 51 |
| 6 | 50 | 53 | 53 |
| 7 | 56 | 56 | 59 |
| 8 | 61 | 60 | 70 |
| 9 | 68 | 72 | 90 |
| 10 | 80 | 90 | 130 |



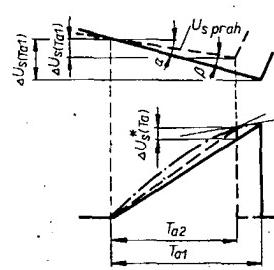
Obr. 72. K úpravě funkce regulační smyčky



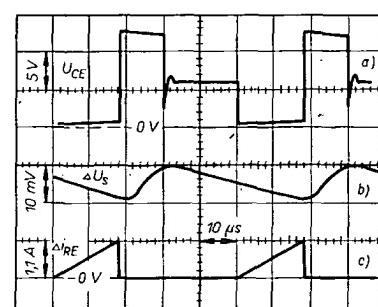
Obr. 73. Úprava řidicího obvodu pro $T_a = f(U_n)$



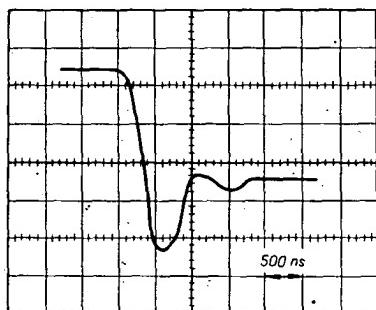
Obr. 74. Stylizované časové diagramy řidicího obvodu pro dvě různé U_n : a - vhodnou volbou C_x, C_y lze zajistit prakticky konstantní rozkmit $\Delta U_{\text{pil}} = f(U_n)$, b - průběhy na invert. (čárkován) a neinvert. (čerchovaný) vstupu komparátoru, c - doba intervalu T_a je funkcií strmosti nárůstu di/dt



Obr. 75. K uplatnění změny výstupního proudu I_z na dobu T_a



Obr. 76. Průběhy U_{CE} spínače, ΔU_s a Δi_{RE} při $U_n = 6 \text{ V}, I_z = 0,1 \text{ A}$



Obr. 77. Detail přechodového jevu ΔU_{ce} při ukončení intervalu T_{b1}

ný blokující regulátor s přesně definovanou periodou $T_c = k$. Jelikož mezi tím výsledek v [20] rozsáhlější článek na stejném téma, považuji za větší přínos popis nekonvenčního řešení obdobného regulátoru na bázi řízeného volně kmitajícího měniče.

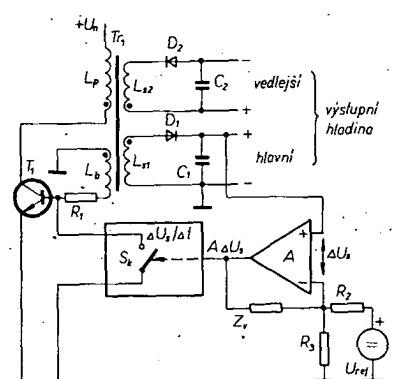
Dvouhliniový blokující regulátor

Regulátor, koncepcně velmi blízký již popisovanému zdroji OL 25 (obr. 56), je určen pro napájení malého mikropočítače s μP 8080 a pamětí typu μPD454D, μPD5101E z palubní baterie 12 V ($U_n = 10$ až 14 V). Pro výstupní parametry (+5 V/0,5 A, -5 V/50 mA) může být využit i jako mobilní zdroj rozsáhlější logiky TTL, včetně lineárních obvodů (OZ ap.).

Již z blokového schématu, obr. 78, vyplývá snaha o co nejlevnější řešení úlohy. Zpětnovazební smyčka reguluje měnič zkracováním intervalu T_a . Smyčka zahrnuje tři základní aktivní bloky: zesilovač odchylky hlavního výstupního napětí, konverzní obvod u/t a vlastní měnič.

Zesilovač regulační odchylky $U_s - U_{ref}$ i napěťové reference opět využívá obvodu MAA723, vzhledem k $U_n \min > 9,5$ V napájeného přímo z U_n . Konstrukce konverzního obvodu $\Delta U/T_a$ (v podstatě spínače s reakčním zpožděním, proporcionalním výstupním napěti zesilovače odchylky A ($U_s - U_{ref}$)) je neobvyklá a v praxi se dokonale osvědčila. Jde o okrajovou aplikaci běžného tyristoru v atypickém pracovním režimu, což umožnilo mimořádně zjednodušit celý regulátor. Výkonový spínač kmitajícího blokujícího měniče s transformátorovou zátěží tvoří opět Darlingtonova dvojice.

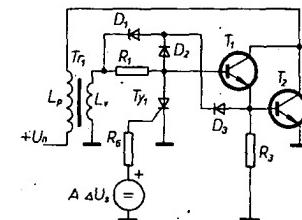
Uvodem ještě zdůrazněme, že tento regulátor pracuje bez přerušování magnetického toku impulsního transformátoru, tj. interval T_{b2} ve smyslu předchozích



Obr. 78. Blokové schéma dalšího regulátoru

zapojení prakticky neexistuje. Proto nyní platí úvahy a vztahy, vyplývající z teoretické části příspěvku. Z principu stabilizace obou výstupních napěti jedinou společnou regulační smyčkou vyplývá, že výrazná změna odběru proudu na jednom z výstupů ovlivňuje obě výstupní napěti. Několikahlinové blokující měniče jsou proto vhodné především k napájení zařízení s přibližně konstantní zátěží, kdy smyslem regulace je především eliminovat vliv změn napájecího napěti na jednotlivá výstupní napěti (hladiny). Regulace bývá vztázena k výkonové podstatné hladině. Současně je zpravidla nutná alespoň minimální předzátěž na některém z výstupů, jinak se mohou výrazně zvětšit výstupní napěti směrem k U_n .

Podstatu klíčového bloku regulátoru, konverzního obvodu, lze zjednodušeně postihnout díky obr. 79. Výkonové svorky tyristoru jsou buzeny přes ochranný odporník R_o malým impulsním napětím z generátoru pravoúhlého signálu ($\pm U_{imp} < \pm 6$ V). Lze se snadno přesvědčit, že doba, která uplyne mezi kladnou hranou $+U_{imp}$ a sepnutím tyristoru, je funkci vnučeného proudu I_G řídící elektrody v propustném směru. Při rozboru mechanismu zpožděného, spínání tyristoru (čtyřvrstevové lavinové struktury p-n-p-n přechody J₁, J₂, J₃) můžeme použít analogii



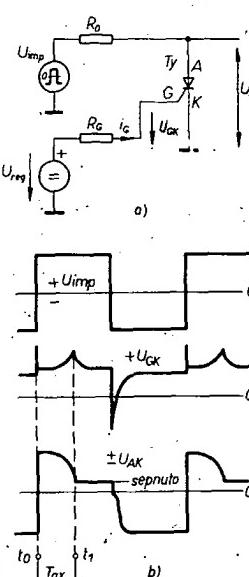
Obr. 81. Tyristor v regulační smyčce

intervalu $t_1 - t_0$, tedy zpoždění sepnutí tyristoru, je úmerná základnímu proudu $+I_{G0}$. Doba zpoždění je samozřejmě omezena, přibližně lineární a spolehlivé funkce lze s běžnými tyristory (KT50X) dosáhnout v intervalu $\tau < 100$ μs. Kromě širokých tolerancí parametrů jednotlivých tyristorů (vstupní charakteristika) se výrazně uplatňuje i teplota přechodů. Určitý vliv má i amplituda $\pm U_{imp}$. Všechny tyto činitele lze snadno eliminovat. Problémem jsou pouze (pro naši potřebu) nevhodující dynamické parametry výstupních impulsů.

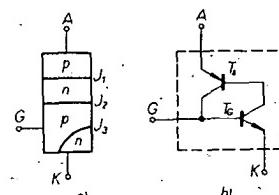
Jednoduché zapojení konverzního obvodu, které současně zlepšuje i dynamické parametry výkonového spínače T₁, T₂, je na obr. 81. Regulační proud I_G je odvozen pomocí odporníku R₆ od výstupního napěti zesilovače regulační odchylky A ($U_s - U_{ref}$). Bázové přechody T₁, T₂ omezují amplitudu $+U_{AK}$ na svorkách uzavřeného tyristoru na $+2U_{BE}$. Tolerance jednotlivých tyristorů mohou být snadno kompenzovány volbou R₆. Amplituda záporného budicího impulu je v důsledku funkce regulační smyčky konstantní. Uzážime-li velký zisk regulačního rozdílového zesilovače, je patrné, že vliv teploty na tyristor může být v obořu běžných teplot zcela zanedbán.

Cinnost obvodu: Předpokládejme, že se právě vycerpala energie pole impulsního transformátoru (zátěž není zakreslena). Měnič překmitne, na vazebním vinutí L_b se indukuje kladný impuls a tranzistory T₁, T₂ začínají vést, zvětšuje se proud, tekoucí primárním vinutím. Po určité době, nyní závislé pouze na U_n a ΣP_z , tj. regulační odchylce, sepnutí tyristora a tím se rozpojí výkonový spínač. V ideálním případě by byl tyristor uveden do nevodivého stavu okamžitě po sepnutí vnučenou komutací polarity impulsu na budicím vinutí L_b. U běžného tyristoru jsou však oba intervaly (spínání, rozpínání) dlouhé, rádově několik μs. To nepřijatelně zhoršuje účinnost měniče. Uzávěří výkonového spínače je možno snadno urychlit diodami D₁ až D₃. Ostrá hrana budicího impulsu jednak inverzně polarizuje bázový přechod T₂, čímž urychluje zotavení a současně bezpečně definuje závěrný režim výkonového spínače, jednak eliminuje vliv spínacích/rozpínacích intervalů pomalého tyristoru na funkci měniče.

Detailní schéma regulátoru je na obr. 82. Bezpečný start měniče zajišťuje dělič R₂, R₁, který při určité minimální úrovni napájecího napěti nastaví tranzistory T₁, T₂ na okraj lineárního režimu, což umožní „nakmitnutí“ měniče. Kmitotová stabilita regulačního zesilovače v klasickém zapojení je zajištěna prvky R₇, C₆, C₇. Dioda D₄ není pro funkci regulátoru nezbytná, pouze omezuje teplotní závislost výstupního napěti při špatném nastavení konverzního obvodu (viz dále). Obvody obou výstupních napěti jsou pro blokující regulátor typické. Jelikož požadavky na doplňkové filtry jsou malé, mají tlumivky L₁, L₂ pouze minimální indukčnosti. Již při malém výstupním výkonu je při výstupních napěťích rádu jednotek V dosti velkým problémem dosáhnout přijatelné

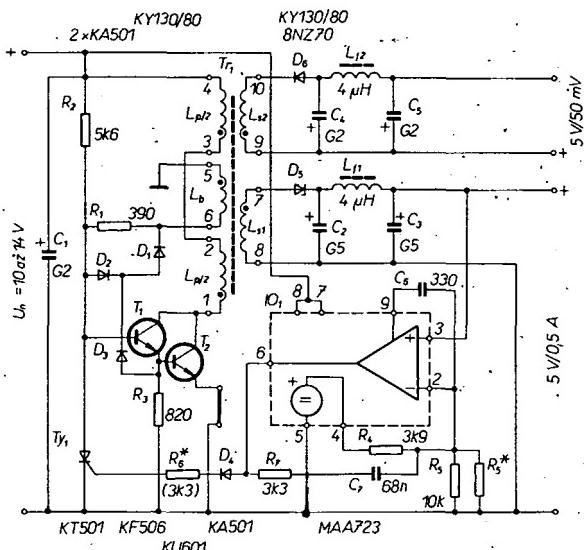


Obr. 79. a) Jednoduché měřící pracoviště a b) časové průběhy



Obr. 80. Struktura (a) a funkční schéma tyristoru (b)

s tranzistory (doplňková kombinace T_G, T_S), obr. 80. I přes trvalý proud řídící elektrody I_G se tyristor zavírá vnučenou komutací $\pm U_{imp}$. S kladnou hranou $+U_{imp}$ se na svorkách tyristoru objevuje prakticky plná úroveň výstupního impulsu. Tyristor nevede až do vyčerpání prostorového náboje z oblasti přechodů J₂. Lavinový spínací pochod je pak, při proudovém buzení řídící elektrody, urychlován odpovídajícím zvětšováním $+U_{ek}$. Délka in-



Obr. 82. Zapojení dvouuhladinového regulátoru s řízeným blokem měničem

energetické účinnosti, především pro značný podíl ztráty na usměrňovacích diodách vůči užitečnému výkonu. Optimálním řešením bylo užití Schottkyho diod. Ze známých důvodů se musíme spokojit s diodou 8NZ70 (opatřenou malým chladičem) a soustředíme se na minimalizaci dynamických (přepínacích) ztrát měniče. Hlavně z toho důvodu byl použit relativně nízký základní kmitočet měniče, který je při $U_{n \min}$, $\Sigma P_z \max$ přibližně 12 kHz.

Stanovme nyní indukčnosti jednotlivých vinutí impulsního transformátoru. Jelikož se magnetický tok Φ zmenšuje v intervalu T_b prakticky až k nule, můžeme indukčnost sekundárního vinutí pro hlavní výkonovou hladinu stanovit z rovnosti $L_s \Delta i_s = (U_s + U_F) T_b$. Pak, viz obr. 15,

$$I_{s \max} = \Delta i_s = 2 I_z T_c / T_b,$$

$$L_{s1} = \frac{(U_{s1} + U_{F(D5)}) T_{b \max}^2}{2 I_{s \max} T_c \max} \quad (24).$$

Zhruba stejná bude i indukčnost L_{s2} , druhého vinutí, které má stejně U_s a rádové menší I_z .

Indukčnost L_p primárního vinutí (viz teoretická část)

$$L_p = \frac{\eta (U_{n \min} T_{b \max})^2}{2 U_s \Sigma z \ max T_c \ max} \quad (25).$$

Po dosazení $T_c \ max = 1/12$ kHz = 80 μ s, $T_{b \ max} = T_b \ max = T_c \ max / 2$, $U_{n \ min} = 9.5$ V, $\Sigma z = 0.55$ A, $U_s + U_F = 6$ V a odhadnuté $\eta = 0.6$ vychází $L_{s1} = 120 \mu$ H, $L_p = 200 \mu$ H. Vazební vinutí L_b určíme později. Zjednodušený výpočet je možno zdůvodnit nutností prakticky odhadnout minimální použitelný průřez jádra transformátoru. Věnujme se tomuto problému, který jsme u předchozí konstrukce obešli, podrobnej. Můžeme využít např. z mezního magnetického toku, pro který platí vztah

$$\Phi_{\max} = \frac{L_s \Sigma z \ max}{n_s} \quad (26),$$

v němž n_s je počet sekundárních závitů ($n_{s1} = n_{s2}$). Kámen úrazu je v tom, že k odhadu n_s je třeba alespoň orientačně určit součinitele A_L dosud neznámého jádra, který je silně závislý na délce mezezy l_m , tvarovém činiteli jádra atd. Tento

pro $L_s = 120 \mu$ H, $I_s \ max = 2.2$ A, $l_m = 0.3$ mm a $B_{max} = 0.2$ T vychází průřez $S = 60$ mm². Sehnal jsem jádro se sloupkem 7,4 × 7,6 mm, tedy prakticky odpovídající vypočtenému.

Počet sekundárních závitů pro „hlavní“ výstupní napětí

$$n_{s1} = \sqrt{L_{s1}/A_{Lm}} = \sqrt{L_{s1}/[100 \sqrt{S} (1 - 3\sqrt{l_m})]} \quad [z; nH, mm^2, mm] \quad (32)$$

je 22. Stejným způsobem vypočtené primární vinutí má 29 závitů. V (32) dosazujeme průřez S užitého jádra. Počet závitů vinuti L_b není kritický. V praxi jej zvolíme tak, aby záporná amplituda $-U_{imp}$ byla přibližně rovna -3 V. Potom $n_s = n_{s1} \cdot 3/6 = 11$ závitů. Konečně počet závitů pro „doplňkovou hladinu“ bude vzhledem k $U_{s2} = U_{s1}$ a menší ztrátě na diodě D_6 poněkud menší než n_{s1} . Pro jednoduchost optimizujeme n_{s2} experimentálně tak, aby při jmenovitých záťažích obou hladin bylo U_{s2} právě rovno 5 V. Kritériem pro správnost návrhu transformátoru je opět linearita pilovitého proudu Δi_p primární vinutím, tentokrát při $U_{n \ min}, \Sigma z \ max$. Současně musí platit podmínka $T_{s \ max} \geq T_{b \ max}$. Z navijecího předpisu, obr. 83, je i přes hrubá zjednodušení zřejmá dobrá shoda s vypočtenými údaji.

Transformátor byl u vzorku navinut bez kostry, pouze na lepenkovém podkladě. Jednotlivá vinuti jsou vždy v jedné vrstvě vyjma L_p , které je pro dosažení těsné vazby rozděleno do dvou sekcí. Smysl všech vinutí je stejný, zapojení vývodů vyplývá z označení čísla a tečkami.

Vhodná deska s plošnými spoji o rozměrech shodných s předchozí konstrukcí je na obr. 84. Pokud byl správně navržen impulsní transformátor, neměly by s oživením být žádné problémy. Orientační indukčnosti, naměřené na vzorku s mezerou $l_m = 0.3$ mm jsou: $L_p = 200 \mu$ H, $L_{s1} = 110 \mu$ H, $L_{s2} = 92 \mu$ H, $L_b = 30 \mu$ H. Jeden vývod L_{s2} necháme o asi 15 cm delší, než je nutné. Diódou D_5 je třeba upevnit na malý chladič ve tvaru L z plechu Al tloušťky 0,6 mm o ploše asi 6 cm².

Při oživování nejprve místo spojky v emitoru T_2 zapojíme malý odpor (0,1 Ω), na kterém můžeme osciloskopem kontrolovat linearitu Δi_p . Regulátor s jmenovitými záťažemi I_{z1}, I_{z2} zapojíme na zdroj s elektronickou proudovou pojistkou. Nejprve volbou odporu R_6 nastavíme hlavní výstupní napětí $U_{s1} = 5$ V. Potom vybereme odpor R_8 tak, aby napětí na výstupu MAA723 (vývod 6) bylo při pokojové teplotě asi 5 až 6 V. Tím jednak eliminujeme rozptyl parametrů tyristorů, jednak zabráníme vlivu teploty na stabilitu výstupních napětí (je zajištěna linearita regulační smyčky v širokém rozsahu pracovních

bludný kruh, rozetneme následujícím způsobem.

K stanovení součinitele A_{Lo} (bez vzduchové mezery) feritového jádra z hmoty H22 (a podobných) jsem odvodil jednoduché empirické vztahy. Zhruba platí

$$A_{Lo} = k_1 \sqrt{S} \quad [\text{nH/z}^2; \text{mm}^2] \quad (27),$$

kde $k_1 = 300$ pro jádro E, 500 pro hrnčková jádra.

Cinitel indukčnosti téhož jádra s mezerou l_m odhadneme pomocí rovnice

$$A_{Lm} = A_{Lo} \frac{(1 - \sqrt{l_m})}{k_2} \quad (28),$$

v níž l_m dosazujeme v mm a konstantu k_2 volíme podle tab. 7.

Tab. 7

| k_2 | Jádro |
|-------|--|
| 2 | tvar E, střední průřez feritu $S > 100$ mm ² , |
| 3 | $S < 100$ mm ² |
| 3 | hrnčkové, průřez středního sloupku $S > 100$ mm ² |
| 4 | $S < 100$ mm ² |

Rovnice (28) platí $0.05 \text{ mm} < l_m < 0.7 \text{ mm}$.

V našem případě můžeme předpokládat $S < 100$ mm². Volíme jádro E, tj. $k_1 = 300$, $k_2 = 3$. Konstanta A_{Lm} po dosazení (27) do (28)

$$A_{Lm} = 100\sqrt{S} (1 - \sqrt{l_m}) \quad [\text{nH/z}^2; \text{mm}^2, \text{mm}] \quad (29).$$

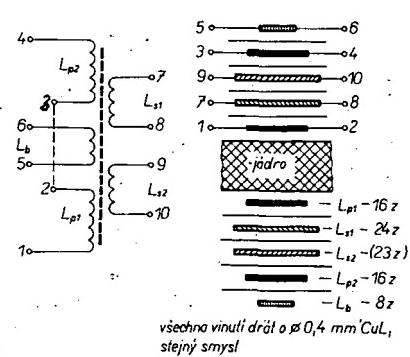
Potom při dosazení (29) do (26) a zavedením stejných jednotek

$$\Phi_{\max} = \frac{L_s \Sigma z \ max}{n_s} = \frac{L_s \Sigma z \ max}{\sqrt{L_s \cdot 10^4 \cdot \sqrt{S} (1 - \sqrt{l_m})}}$$

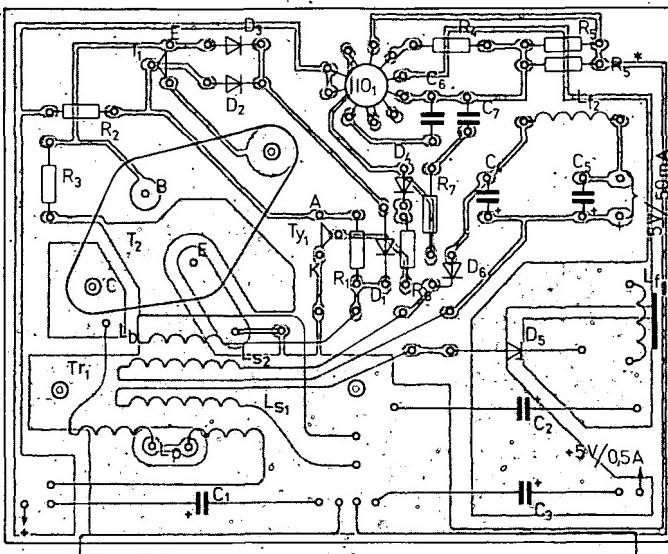
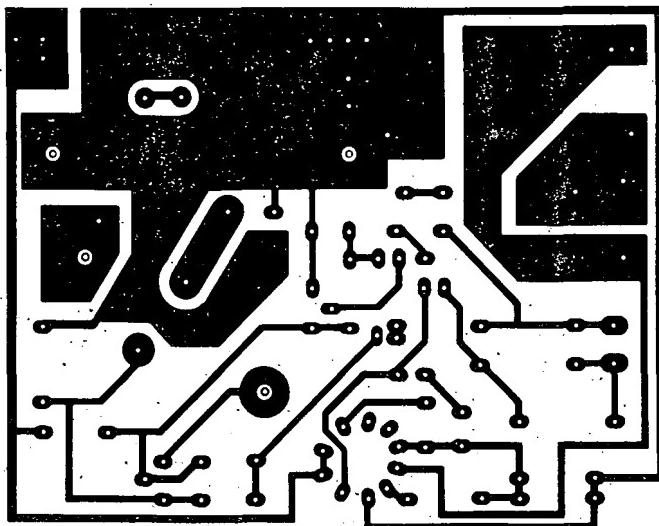
Po úpravě získáváme rovnici pro určení středního sloupku jádra

$$S = \sqrt{\left(\frac{L_s \Sigma z \ max^2 (1 - \sqrt{l_m})^2}{10^4 B_{max}^2} \right)} \quad [\text{m}^2; \text{H}, \text{A}, \text{mm}, \text{T}] \quad (31),$$

v níž je automaticky zahrnut i vliv délky mezery l_m , která je nyní jediným volitelným parametrem. Bez větších zkoušeností nážeme při orientačním návrhu předpokládat mezu $l_m = 0.3$ mm. Vyčíslením (31)



Obr. 83. Impulsní transformátor



Obr. 84. Deska s plošnými spoji Q206 a deska osazená součástkami. Všechny odpory TR 151, C₁–TE 984, C₂, C₃–TE 982, C₄, C₅–TE 002, C₆, C₇–keram., Tr₁–ferit E(H22), vnější rozměry 32 × 26 × 7 mm, střední sloupek 7 × 7 mm

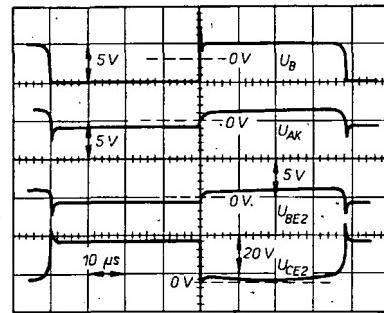
teplot). Dále osciloskopem zkонтrolujeme linearitu ΔI_z za všech pracovních podmínek. Bude-li se při $U_{n,\min}/I_{z,\max}$ exponenciálně zvětšovat sledovaný průběh, je transformátor špatně zhotooven (malá mezera, jiný materiál jádra) – průběh ΔI_z musí být lineární a perioda T_c při $U_n = 10 \text{ V}$, $I_{z1} = 0,5 \text{ A}$, $I_{z2} = 50 \text{ mA}$ musí být blízká zvolené (80 μs). Rozhodující je, aby poměr $T_a/\tau_{T_b,\max} \equiv 1$. Je-li vše v pořádku, nahradíme odpor v emitoru T_2 drátovou propojkou a při jmenovitých zátěžovacích proudech nastavíme výstupní napětí U_{z2} , k čemuž musí stačit přidat nebo ubrat jeden závit n_{z2} . Dále ověříme funkci regulační smyčky měřením regulačního napětí na výstupu zesilovače MAA723 (V-metrem) a libovolného impulsního průběhu, např. na anodě diody D_6 . Při konstantní zátěži se U_{reg} mění se vstupním, napájecím napětím. Vzhledem k velké citlivosti konverzorů obvodu je při změně U_n od 10 do 14 V odchylka U_{reg} velmi malá, typicky 200 mV. Nárustu U_{reg} odpovídá zvětšení proudu I_G řidicí elektrodou tyristoru a tedy zkracování intervalu T_a . V uvedeném rozsahu změny U_n se při $\Sigma I_z = 0,55 \text{ A}$ mění intervaly T_a od 40 do 20 μs , T_c od 80 do 50 μs .

Při zvětšování výstupního výkonu (ΣI_z) přes mezní hodnotu se zprvu prodlužuje perioda cyklu a zvětšuje odběr ze zdroje. Současný pokles regulačního napětí U_{reg} znamená i zmenšení řidicího proudu tyristoru. Přiblížením U_{reg} k minimální hodnotě, vyplývající z vnitřní struktury obvodu 723 (typ. +2 V), se naruší linearity regulační smyčky a výstupní napětí se začíná zmenšovat k nule. Naopak se zmenšujícím se odběrem (podobně jako při zvětšování U_n) se napětí U_{reg} zvětšuje, zkracují se intervaly T_a i T_c , tj. zvyšuje se kmitočet měniče. Při $U_n = 12 \text{ V}$ a změně ΣI_z o 0,55 A na 0,1 A se zvýší kmitočet z asi 12 na 33 kHz.

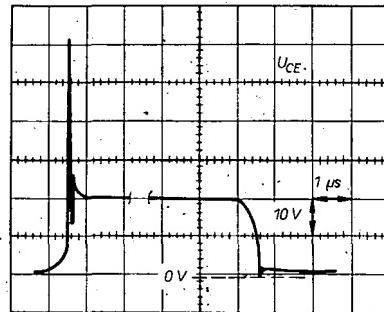
Odchylka hlavního výstupního napětí U_{z1} při $I_{z1} = 0,5 \text{ A}$ a změně $U_n = 10$ až 15 V od jmenovité velikosti je menší než 1 mV. Odpovídající odchylka U_{z2} je zhruba rovná 60 mV. Při $U_{n,\min} = 10 \text{ V}$, $I_{z2} = k = 50 \text{ mA}$ a změně I_{z1} v rozsahu 0,2 až 0,5 A jsou odchylky $U_{z1} = 20 \text{ mV}$, $U_{z2} = 0,3 \text{ V}$.

Napěťový překmit výstupních napětí při skokovém připojení U_n je menší než 10 % jmenovitých výstupních napětí. Mezivrcholová velikost zvlnění je v každém případě menší než 60 mV.

Energetická účinnost regulátoru je při plném výstupním výkonu přibližně 62 %. Při nahradě D_5 Schottkyho diodou převyšuje 70 %.



Obr. 85. Časové průběhy napětí na budícím vinutí (U_B), tyristoru (U_{AK}), bázi a kolektoru T_2 při $U_n = 10 \text{ V}$, $I_{z1} = 0,5 \text{ A}$



Obr. 86. Detail napěťového průběhu U_{CE2} při $U_n = 10 \text{ V}$, $I_{z1} = 0,5 \text{ A}$

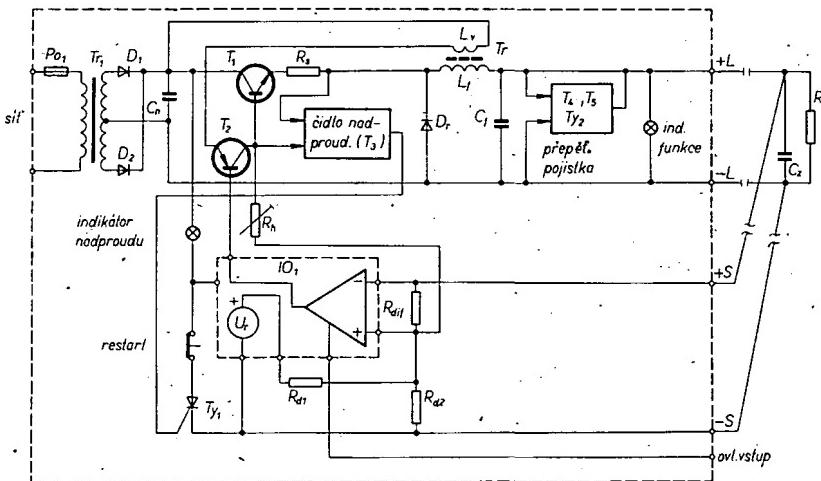
Pro ilustraci jsou na obr. 85, 86 zachyceny rozhodující impulsní průběhy, naměřené na vzorku při $U_{n,\min} = 10 \text{ V}$, $I_{z1} = 0,5 \text{ A}$ a $I_{z2} = 50 \text{ mA}$.

Provedení regulátoru vyplývá z fotografie na obálce. Stínici kryt je zhrozen na plechu Al tloušťky 0,3 mm, v němž je pro lepší chlazení vyvrtao několik děr o Ø 5 mm. Předpokládá se svislá montáž desky s plošnými spoji.

Zdroj 5 V/5 A s propustným měničem

Se zvětšováním výstupního výkonu se, zvláště při regulaci malých napětí, začínají nepřijatelně uplatňovat nevhodné vlastnosti blokujícího měniče. Jak dostačně osvětlují předchozí konstrukce, pojí dají především na vrub značného poměrného rozdílu $\Delta I_L >> I_z$. To pak v praxi znamená velké nároky na polovodičové prvky, rozsahy cívek (velké Φ_{max}) a kapacity filtracích kondenzátorů, rostou i problémy s odrušením. V takové situaci je prakticky nezbytné užít regulátoru s propustným měničem. Ten je konečně velmi výhodný i při regulaci malých výstupních výkonů, především při bateriovém napájení. Umožňuje výrazně prodloužit dobu života baterií právě řádovým zmenšením špičkové amplitudě proudu, odebíraného z napájecího zdroje.

Realizaci a regulaci propustného měniče se budeme zabývat v souvislosti s naší poslední konstrukcí, kterou je zdroj 5 V/5 A, použitelný např. k napájení rozsáhlého zařízení s obvody TTL, nebo jako podstatná část zdrojové sestavy většího mikropočítače. Na tomto místě jsem měl připraven popis regulátoru s konstantním kmitočtem. To, že v průběhu prací vyšlo v [22] prakticky shodné řešení, mě přivedlo k jinému přístupu. Regulátor budeme řešit s proměnným kmitočtem s hysterezním komparátorem, přičemž poukážeme na nedostatky této regulační koncepce. Důvody pro regulaci s $T_c = k$, které literatura buď neuvádí vůbec, nebo ne zcela



Obr. 87. Zjednodušené blokové schéma regulátoru 5 V/5 A

přesně a výstižně, tak vyniknou v plném kontrastu.

Hrubé blokové schéma zdroje je na obr. 87. Galvanické oddělení od síťového rozvodu a sestupná napěťová transformace pro napájení měniče a elektroniky řídících obvodů je funkcií síťového transformátoru Tr_1 . Ss napájecí napětí U_n je získáváno klasickým dvoucestným usměrněním a jednoduchou kapacitní filtraci (C_n). Řídící obvody opět využívají IO 723. Jejich jádro tvoří komparátor s vnučenou hysterezí, v zásadě odvozovanou vyhodnocením polohy výkonového spínače T_1 , viz odpor R_h . Provozní bezpečnost zdroje i napájeného zařízení zajišťuje dvojice elektronických pojistek (nadproud, přepětí). Činnost zdroje lze v případě potřeby pdmínit externím napěťovým signálem (např. úrovní -5 V u μ P systému). Vzhledem k relativně velkému výstupnímu proudu je užito samostatných rozvodů výkonové (load) a řídící (sensor) sekce.

Detailní schéma je na obr. 88. Přejdeme nyní k jeho zdůvodnění, popisu funkce, návrhu řešení a dimenzování kritických součástí.

V tomto případě máme vlastně poprvé možnost optimalizovat velikost napájecího napětí měniče. To je velmi jednoduché a spočívá ve stanovení mezi $U_{n \min}$ a $U_{n \max}$. Jejich odstup může být značně široký, protože na rozdíl od lineárního regulátoru změna ani kolísání U_n nemají podstatnější vliv na energetickou účinnost. Tím se zmenšují jednak nároky na návrh transformátoru, jednak požadavky na kapacitu kondenzátoru C_n .

Prvním krokem praktického návrhu bude určit indukčnost tlumivky L_1 . Je vhodné vycházet z intervalu T_b , obr. 89b. Zde je možno pro indukčnost L_1 psát rovnici

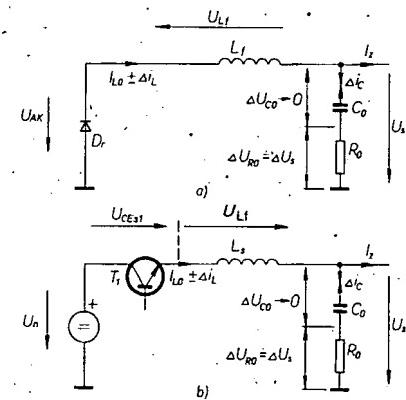
$$L_1 = \frac{U_n - U_{CES1} - U_s}{\Delta I_L} T_a \quad (34).$$

Ze srovnání (33), (34) vyplývá

$$\frac{U_n - U_{CES1} - U_s}{U_s + U_{AK}} = \frac{T_b}{T_a} \quad (35),$$

v němž určitou roli hraje napětí U_{CES} spínacího tranzistoru T_1 . Pro minimalizaci přepínacích ztrát (rozpínací doba), které v (35) nejsou zahrnutý, byl z běžně dostupných tranzistorů zvolen typ KU606. Z jeho parametrů vyplývá, že při jednoduchém budicím stupni musíme počítat s poměrně značným $U_{CES} \approx 3$ V. Z (35) pak vyplývá $U_{n \min} = 19$ V. Měnič může samozřejmě pracovat i s menším napětím. Pak však při zmenšování poměru $T_b : T_a$ se zvyšuje kmitočet a zmenšuje účinnost. Nejmenší možné napájecí napětí můžeme odhadnout z (35) dosazením poměru $T_b/T_a = 1$. Při použití menšího napětí se přesycuje jádro L_1 a lavinově zvětšuje příkon.

Z horní strany ($U_{n \max}$) vyplývá omezení především z parametrů užitých polovodi-



Obr. 89. Náhradní schéma reálného propustného měniče

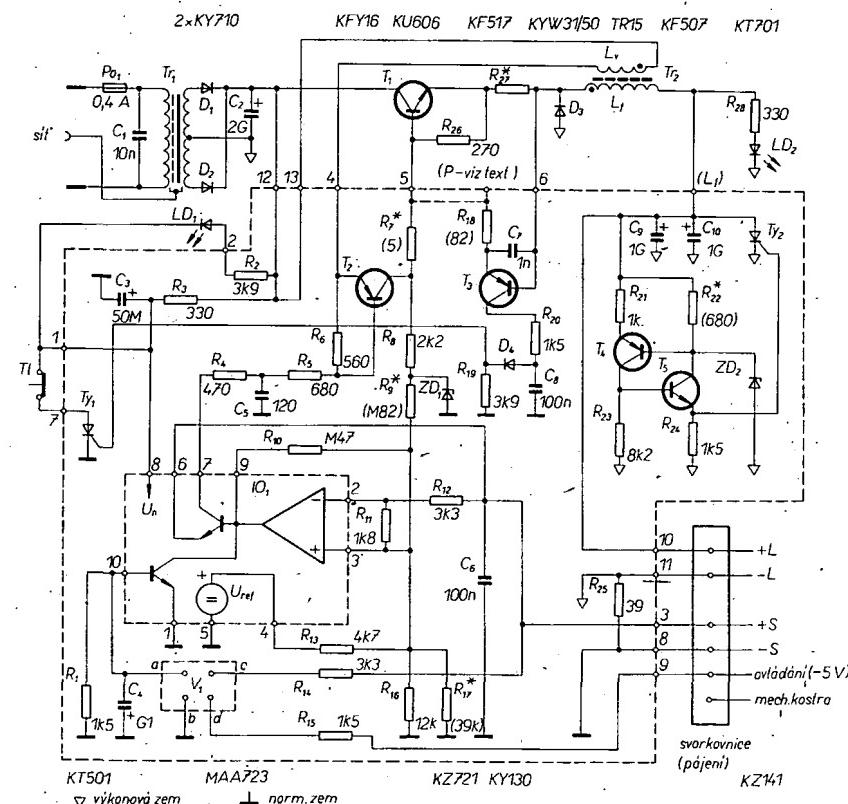
filtrací kondenzátor, zvolíme raději větší napájecí napětí. Tím eliminujeme vliv zvlnění ΔU_n na okamžitý poměr $T_c : T_a$. Z přiblíženého vztahu $T_c/T_a \sim U_n/U_s$ volíme odhadem mezní minimální poměr $(T_c/T_a)_{\min} \approx 3:1$. Pak $T_b \min = 33 \mu s$. Pro potlačení přepínacích ztrát měniče volíme jako rekuperacní diodu KYW31, která již má být v době vydání tohoto čísla vyráběna. Její napětí U_{AK} odhadneme na 0,6 V (lze použít i diodu KY190). Rozkmit proudu ΔI_L volíme přibližně $I_z \max / 10$. Při rezervě, volené s ohledem na činnost nadproudové pojistky (viz dále) $I_z \max = 7$ A, uvažujeme $\Delta I_L = 1,4$ A. Dosazením do (33) volíme $L_1 = 130 \mu H$.

Potřebné minimální napájecí napětí $U_{n \min}$ pro poměr $T_c : T_a = 3:1$ můžeme určit z náhradního schématu měniče pro interval T_b , viz obr. 89b. Zde je možno pro indukčnost L_1 psát rovnici

$$L_1 = \frac{U_s + U_{AK}}{\Delta I_L} T_b \quad (33);$$

to znamená, že musíme odhadnout parametry T_b , ΔI_L .

Z hlediska potlačení nepřijemných zvukových efektů, doprovázejících činnost měniče (pištění – magnetostrikce jádra L_1 ap.) je nutno volit pracovní kmitočet měniče nad akustickým pásmem, ale tak, aby se výrazněji nezměnila energetická účinnost. Kmitočet se však u regulátorů s $T_c \neq k$ mění, a to jak s U_n , tak i I_z . To je prvním nedostatkem koncepce, který může být přehlédnut při zhruba konstantním odběru I_z . S ohledem na dostupné součásti je pak vhodným kompromisem volba $T_c \min \approx 1/20$ kHz, odpovídající $U_{n \min}$. Aby bylo možno použít poměrně malý



Obr. 88. Detailní schéma regulátoru 5 V/5 A

\bar{U}_c (U_{CEmax} , U_{KAmax}) a zvláště MAA723 ($U_{nmax} = 40$ V), nejsou-li učiněna další opatření. Návrh transformátoru a filtračního členu je tedy třeba vést tak, aby při uvážení změny sítového napětí a zatěžovacího proudu v plném rozsahu nevybočilo napětí U_n z mezi 20 až 40 V. Samozřejmým požadavkem jsou minimální rozmezí transformátoru. Pro jeho dimenzování je vhodné alespoň hrubě určit příkon měniče.

Statická výkonová ztráta P_C tranzistoru

$$T_1 \quad P_{C1} = U_{CES1} / I_z T_c = 3.5 \cdot \frac{1}{3} = 5 \text{ W},$$

rekuperární diody

$$P_{Dr} = U_{AVDz} \cdot \frac{T_b}{T_c} = 0.65 \cdot \frac{2}{3} = 2 \text{ W}.$$

Jejich přepínací ztráty, včetně ztrát tlumivky L_1 (ztráty ve vinutí, rozptylové pole...) a usměrňovacích diod odhadneme na 5 W.

Celkové ztráty měniče

$$\Delta P_m = 5 + 2 + 5 = 12 \text{ W},$$

příkon měniče

$$P_{vst} = \Sigma P_m + P_{vyst} = 12 + 25 = 37 \text{ W}.$$

Vzhledem k účinnosti vlastního transformátoru musíme počítat s minimálním příkonem kolem 40 W, podle něhož určíme vhodné rozmezí jádra.

Stanovme nyní potřebnou kapacitu kondenzátoru C_1 výstupního filtru. V teoretické části jsme se podrobnejší zabývali vlivem náhradních parametrů elektrolytického kondenzátoru, především prvků C_0 , R_0 na zvlnění výstupního napětí. Zjednodušeně platí

$$\Delta U_{s(t)} \sim \frac{\Delta i_c T_c}{2C_0} + \Delta i R_0 \quad (36).$$

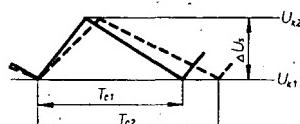
První člen výrazu vyjadřuje podíl zvlnění, vyplývající z nabíjení kondenzátoru C_0 proudem I_z min = $\Delta i_c / 2 = \Delta i_{\alpha} / 2$. Druhý postihuje zvlnění, vyplývající z napěťového úbytku na R_0 , vytvářeného pilovitým proudem Δi_c .

Pokud je hodnota prvého zlomku výrazně menší než druhého, má zvlnění $\Delta U_{s(t)}$ přibližně pilovitý průběh. Minimální kapacitu C_0 můžeme určit z jednoduchého vztahu, odvozeného z (36) pro požadované zvlnění a jmenovitý výstupní proud

$$C_{1min} = \frac{3\Delta i_c T_c}{\Delta U_s} \quad (37),$$

v našem případě pro $\Delta U_s < 0.1$ V je $C_{1min} = \pm 2000 \mu\text{F}$. Rozhodující podíl na průběhu zvlnění (strmosti úseků $\Delta U_{s(t)}$) pak má volbu typu elektrolytického kondenzátoru. Experimentálně byla jako vhodná kombinace vybrána dvojice TE 982, 1000 $\mu\text{F}/10 \text{ V}$.

Rídící sekce je tvořena hysterezním komparátorem. Je podstatné uvědomit si, že na době trvání pracovního cyklu (kmitočtu) měniče se podstatnou měrou podílí již výstupní filtr $L C_1$ – to vypívá z využití strmostí $\Delta U_{s(t)}$ hysterezním komparátorem (obr. 90). Primitivní řídící obvody, jež nemají vlastní časovací jednotku a jejichž je právě hysterezní komparátor typickým představitelem (jako časovací prvek slouží přímo výstupní filtr $L C_1$), mají



Obr. 90. Vliv změny strmosti dU_s/dt na periodu pracovního cyklu

dva zásadní a zpravidla přehlížené nedostatky:

- Zvlnění výstupního napětí ΔU_s nemůže být menší, než určitá mezní velikost. To proto, že strmost zvlnění dU_s/dt při konstantní hysterezi komparátoru přímo určuje kmitočet měniče. Zmenšení strmosti (při kvalitnějším výstupním filtru) má za následek prodloužení periody T_c . Na druhé straně nelze z hlediska bezpečné funkce řídící sekce volit hysterezi komparátoru menší než několik desítek mV.
- Kmitočet měniče ovlivňuje nepříznivě (snižuje) i doplňkové filtrační kondenzátory, užívané pro blokování napájecího rozvodu přímo v napájeném zařízení.

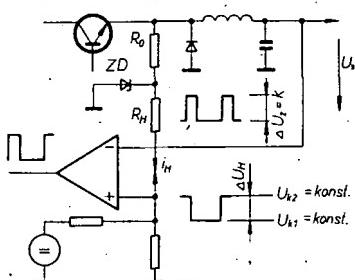
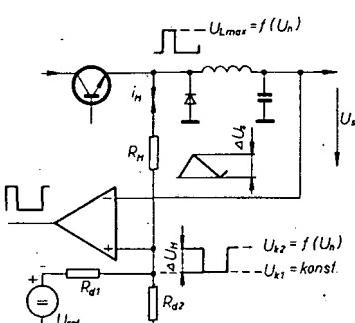
I když se v praxi mohou tyto jednoduché řídící obvody s úspěchem používat až do výstupních výkonů rádu desítek W, je vždy nutno uvedená fakta zvážit, případně podniknout dodatečná opatření.

Regulační smyčka našeho zdroje pracuje v principu takto: V intervalu T_b se výstupní napětí a tím i úroveň na invertujícím vstupu komparátoru prakticky lineárně zmenšuje ke spodní prahové úrovni. Hystereze komparátoru je zajišťována skokovou změnou základní referenční úrovni na neinvertujícím vstupu, nastaveném děličem R_{13}/R_{16} , R_{17} . Základní hysterezní složku tvoří proud, procházející odporem R_9 . Jeho smysl i velikost závisí na okamžitém stavu měniče. V intervalu T_b teče proud ze strany neinvertujícího vstupu, je definována spodní prahová úroveň komparátoru. Jakmile bude splněna podmínka $U_s < U_{k1}$, komparátor překlápi. Důsledkem je skokové sepnutí výkonového spínače T_1 , výstupní (regulační) napětí se začíná lineárně zvětšovat k nyní definované horní prahové úrovni U_{k2} (změnil se smysl proudu i_{R9}). Po dosažení prahu $U_s > U_{k2}$ se cyklus opakuje. Pro určitě U_n , I_z lze odstupem obou prahových úrovní (odporem R^*) definovat dobu pracovního cyklu T_c .

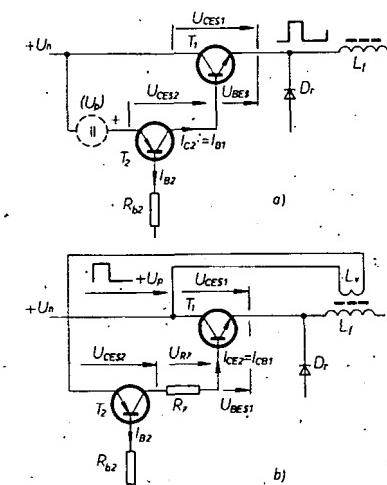
Ke zlepšení strmosti hran impulsů, buďcích výkonový spínač, je užito několika drobných úprav. Především je to autonomní hysterezní smyčka komparátoru (odpor R_{10}), nezávislá na smyčce hlavní. Potlačuje nebezpečí zakmitání komparátoru při změně prahové úrovni, vyplývající z reakčního zpoždění výkonových prvků a napěťových překmitů na L_1 . Stejný smysl má i zpoždovací člen R_4 , C_5 , R_5 .

Neobvyklou stabilizaci rozkmitu napájecího vztazného impulu, od kterého je odvozena hystereza komparátoru (ZD₁), osvětluje obr. 91. Při klasickém řešení, obr. 91a, je hystereze úměrná napájecímu napětí. Při napájení měniče z měkkého zdroje U_n se proto mění jak se sítovým napětím a zvlněním U_n , tak s I_z . Na U_n je zhruba lineárně závislá i strmost nárůstu dU_s/dt . Důsledkem je prakticky konstantní interval T_a . Proto se kmitočet měniče s U_n snižuje, zvlnění ΔU_s roste. Při stabilní amplitudě vztazného impulu, obr. 91b, dochází se změnou U_n pouze k odpovídající změně strmosti dU_s/dt a tím i dU_s/dt . Hystereza komparátoru se však nemění. To znamená, že doba intervalu T_a je neprávě úměrná U_n , změna $T_c = f(U_n)$ je malá. Prakticky konstantní zůstává i zvlnění ΔU_s . Úprava hysterezní smyčky tedy znamená z hlediska změn U_n přiblížení k regulaci s konstantním kmitočtem.

Použití běžně dostupného výkonového tranzistoru KU606 (n-p-n) přináší určité problémy s jeho výkonovým buzením. Při požadavku jednoduchého budicího stupně je výhodné využít doplňkového tranzistoru (p-n-p), který může mít malou vlastní výkonovou ztrátu ($U_{CES2} \rightarrow 0$). Nedostatek klasického zapojení, obr. 92a je to, že při sepnutém T_1 je napětí U_{CES1} budiče omezeno na velikost $U_{CES1} - U_{BE1}$. Budici



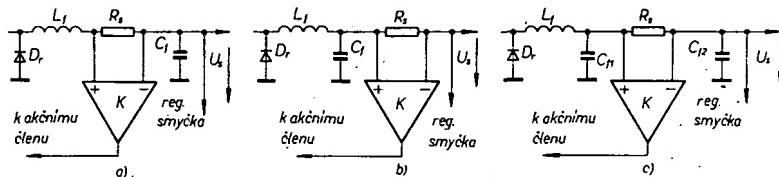
Obr. 91. Stylizované klasické (a) a modifikované uspořádání (b) hysterezního komparátoru



Obr. 92. K nahradě zdroje pomocného napětí U_p vazebním vinutím na akumulační tlumivce

tranzistor T_2 pracuje v blízkosti saturacního režimu („triodová oblast“ výstupních charakteristik). Důsledkem je omezování budicího proudu T_1 a potřeba velkého proudu I_{B1} . Nedostatek může být kompenzován např. pomocným zdrojem U_p , viz obr. 92a čárkován, který zajistí posuv kolektorového napětí $U_{CES2} = U_p + U_{CES1} - U_{BE1}$ do „pentodové“ oblasti. Praktickým ekvivalentem takového řešení je upravený budicí obvod na obr. 92b. Na pomocném vinutí L_v akumulační tlumivky se v intervalu T_a indukuje kladný napěťový impuls, nahrazující zdroj U_p . Sériový odpor R_s omezuje proud I_{B2} a může být současně využit jako snímací odpor pro měření, bázového proudu. Touto cestou se u vzorku, prakticky bez pótřeby jakýchkoli součástí, zmenšila výkonová ztráta T_1 o přibližně 4 W.

Přejdeme k řešení doplňkových obvodů (pojistik), která vycházejí z následujících hledisek. To, že některá pojistka zareagovala, znamená, že byly překročeny mezní výstupní parametry. Ihostejno z jaké příčiny. O tomto stavu by v každém případě měla být uvědoměna obsluha zařízení. Proto jsou obě pojistky řešeny jako nevratné. Zdroj vypne a bez vnějšího



Obr. 93. Možné umístění snímacího odporu nadproudou

zásahu není schopen svoji funkci obnovit.

Přepěťová pojistka by neměla mít přiležitost uplatnit se prakticky nikdy. Výstupní napětí se může zvětšit nad $U_{s\max}$ při havarii zdroje buď povolna nebo skokově. Nejhorším případem je zřejmě přímý zkrat kolektor-emitor výkonového spínače. K základnímu požadavkům na pojistku by proto měl patřit vlastní zdroj referenčního napětí a co nejvíce rychlosť reakce. Rychlosť odezvy tyristoru, který je užit jako akční člen, závisí v první řadě na amplitudě budicího impulsu. Proto byl použit osvědčený spoušťový obvod s ladinovým tranzistorovým komparátorem (T_4, T_5) a vlastní stabilizační diodou ZD_2 . Tyristor zkratuje při překročení $U_{s\max}$ výstupní svorky zdroje. Předpokládáme-li, že přepětí vzniklo v důsledku průrazu T_1 , zvětšuje se několikanásobně příkon zdroje a mžikově se přepálí pojistka Po, a zhasne dioda LD_2 (Funkce).

Nadproudová pojistka může naopak reagovat velmi často. Pak je, zvláště při vývojové práci nebo opravách užitečné, aby bylo přetížení zdroje signalizováno samostatným indikátorem a aby bylo možno zdroj opětovně nastartovat bez výměny pojistiky; k tomu slouží dioda LD_1 (Nadproud) a tlačítko Tl_1 (Restart).

Klasické, a lze říci i nejlépe řešení nadproudové pojistiky je na obr. 93. Nadproud se vyhodnocuje z napěťového úbytku na sensorovém odporu R_s ve smyčce výstupního proudu. Pro minimalizaci výkonové ztráty na odporu R_s je vhodné použít komparátor s operačním zesilovačem. U levných zdrojů se však z ekonomických důvodů běžně používají tranzistory, mnohdy i germaniové.

Podstatnou výhodou klasické pojistiky, zvláště obr. 93 b, c, je praktická nezávislost reakčního proudu I_p na změnách U_n a užité regulační metodě.

Senzorový obvod R_s může být v zásadě zapojen také do napájecího proudového smyčky. Tak je např. řešena pojistka v příkladech využití obvodu TL497, obr. 51 až 53. Můžeme odvodit, že v takovém případě je vyhodnocován I_{lmax} pouze v průběhu aktivního intervalu (T_a) pracovního cyklu měniče. To je výhodné, protože výkonová ztráta na odporu R_s se redukuje s poměrem T_a/T_c a funkce výstupního filtru není nicméně ovlivňována. Na druhé straně je však zřejmé, že reakce pojistiky nezávisí pouze na velikosti výstupního proudu, ale také na použité regulační metodě a zvláště na velikosti napájecího napětí U_n . Přitom je nevhodný i průběh změny citlivosti pojistiky, která roste s U_n . Takové řešení může být proto použito pouze při napájení regulátoru z přibližně konstantního zdroje napětí, příp. při možnosti volby $I_{pmax} > I_{zmax}$. To je však nevhodné z hlediska dimenzování měniče, nelehko na to, že pojistka pak degeneruje na ochranný obvod proti přímému zkratu výstupních svorek.

Další někdy užívanou možností je ovládat pojistku nepřímo vyhodnocením poměru T_a/T_c , v praxi nepřímo úmerného U_n . Pak bude mít změna citlivosti pojistiky opačný smysl – se zmenšením U_n se pojistka stává citlivější.

Theoreticky kompromisního řešení, potlačujícího vliv U_n na I_{zp} by mohlo být

mi součástkami bylo na vzorku dosaženo $I_{pmin} = 7 A$ (190 V), $I_{pmax} = 7,7 A$ (240 V).

V konečné verzi samozřejmě použijeme klasické zapojení pojistiky (obr. 95). S potřebnou jednoduchou úpravou se již na desce se spojí: pouze se odstraní provizorní spoj $R_7 - R_{18}$, R_{18} se nahradí odporem 10Ω , odstraní se kondenzátor C_8 a přemístí snímací odporník R_{27} . Reakci pojistiky nastavíme volbou odporu R_{27} tak, aby reagovala při $I_z = 6 A$. Tomu odpovídá približně

$R_s = U_{BE3}/I_p = 0,6 V/6 A = 0,1 \Omega$. Při nadproudě nebo přímém zkratu zátěže sepné tyristor T_1 , čímž se skokově zmenší napájecí napětí obvodu MAA723, je zajištěn trvale nevodivý stav tranzistoru T_1 . Vypnutí zdroje signalizuje LD_2 (Nadproud). Stiskem rozpinacího tlačítka Tl_1 (Restart) se zdroj uvede do běžné činnosti. Pokud trvá nadproud, pojistka znovu vypne. Případný trvající přímý zkrat na výstupu zdroje přeruší Po_1 , která bezpečně jistí zdroj i v tomto mezním případě.

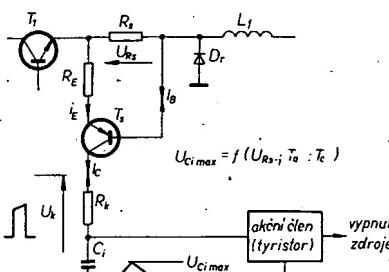
Vhodným doplňkem napájecího zdroje je obvod, podmínující jeho funkci externím napětím. To je potřebné i při použití zdroje ve složitější zdrojové sestavě. Např. u μ P systémů je nutné, aby celý zdroj přestal pracovat, dojde-li k výpadku pomocného napětí (typ. $-5 V$). Projednáme-li význam obvodu 723. Při zapnutí zdroje je na bázi T_{inh} nulové napětí. Jsou-li propojky na desce s plošnými spoji zapojeny tak, že jsou spojeny špičky a, c, d, zaručuje dělící R_{14}, R_{15} při existenci napětí $-5 V$ na ovládacím vstupu (svorkovnice zdroje) nevodivý stav tranzistoru T_{inh} a zdroj pracuje normálně. Při zkratu nebo rozpojení přívodu ovládacího napětí $-5 V$ však tranzistor T_{inh} sepné a blokuje funkci zdroje. Pokud má být zdroj užíván samostatně, propojíme na voliči V , vývody a, b.

Z hlediska výsledných parametrů a funkce regulátoru je důležité i konstrukční řešení, jež souvisí i s problematikou odrůšení. Při výstupních výkonech rádu desítek W je třeba dodržovat tyto hlavní konstrukční zásady: a) omezit rozptylové pole transformátorů a tlumivek, v mezních případech je stínit, b) rozmístit kritické výkonové součásti tak, aby bylo možno použít krátké spoje bez indukčních smyček, což platí i pro výstupní rozvody, c) omezit na minimum vyzárovací plochy, což v praxi znamená montoval výkonové spínače přes izolační podložku na zemněný chladič, d) elektrostaticky stínit celý zdroj, e) na základě praktického měření zdroj odrušit.

Ráda uvedených zásad automaticky vyplývá z požadavku dosáhnout co nejmenších rozměrů zdroje. Konstrukce zdroje z titulní strany je zřejmá z obr. 96.

Rozměrově podstatnou součástí je v každém případě síťový transformátor, který u vzorku zabírá prakticky polovinu zdroje (dvojité jádro C, průřez sloupku je $30 \times 10 \text{ mm}$). Mezi primárním a sekundárním vinutím je měděná stínící fólie, uzemněná na ochranný kolík síťové zástrčky. Sekundární vinutí je z drátu o $\varnothing 0,8 \text{ mm CuL}$. Bližší specifikace nemá smysl – každý zřejmě použije takové jádro, jaké sežene.

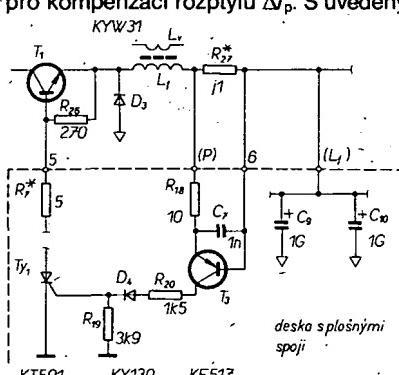
Klíčovým problémem je tlumivka L_1 , tj. vlastní transformátor Tr_2 . Již z faktu, že špičkový proud I_{lmax} je prakticky stejně velký jako výstupní proud I_z vyplyvá, že potřebný průřez feritového jádra (na jednotku výkonu) může být podstatně menší, než tomu bylo u konstrukcí s blokujícími měniči. Odhadneme-li potřebný objem vzdutkové mezery podle vztahu



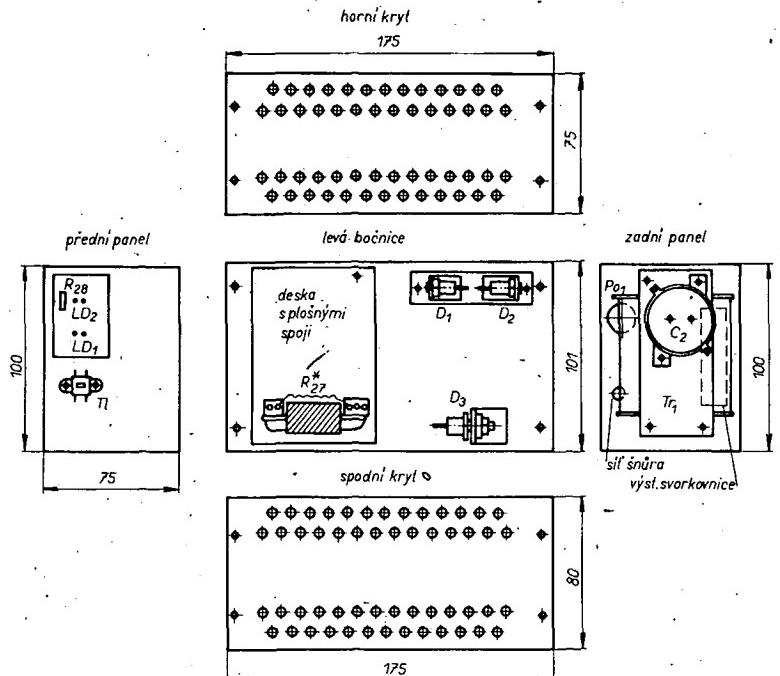
Obr. 94. Základní schéma pojistiky neobvyklého řešení

dosaženo kombinací obou předchozích metod.

Pro zajímavost jsem se pokusil vyřešit obvod pojistiky, potlačující vliv U_n na I_{zp} (obr. 94). Na snímacím odporu R_s vzniká v intervalu T_a špičkový napěťový úbytek $U_{Rs\max} = R_s/I_{lmax}$, rostoucí s U_n, I_z . Snímací tranzistor pracuje jako proudově buzený (R_s) impulsní zesilovač. Velikost napěťového impulsu na jeho kolektoru v intervalu T_a je přímo úměrná špičkové hodnotě U_{Rs} . Člen R_sC_i tvoří integrační článek. Napětí na řídící elektrodě tyristoru se proto v intervalu T_a „pilovitě“ zvětšuje od určité počáteční hodnoty. K ní naopak klesá v průběhu intervalu T_b , kdy je přechod kolektor-báze tranzistoru polarizován v propustném směru. Vrcholová hodnota integrovaného napětí U_A je proto úměrná jednak velikosti napájecího napětí (U_{Rs}), jednak poměrně šířce budicího impulsu T_a/T_c , která je napájecím napětí U_{Rs} úměrná nepřímo. Je patrné, že vykompenzování nežádoucí závislosti $I_p = f(U_n)$ směrem k nule při tomto jednoduchém řešení narušuje pohybivá složka $U_{ci\min}$. S tímto problémem, stejně jako s teplotní závislostí pojistiky (především v důsledku vlivu teploty na U_{AK} -rekuperační diody) jsem se již nezabýval, protože smysl pojistiky, zahrnuté do celkového schématu, obr. 88, je pouze demonstrační. Další zlepšování je neekonomické. Stojí za to, věnovat chvíli času – „pohrat“ si s uvedeným obvodem: na desce s plošnými spoji je nutno propojit sousední vývody odporu R_7, R_{18} , což je ve schématu znázorněno čárkovaně. Schéma zachycuje i další možnost, jak omezit ztrátu na odporu R_s , vyplývající z využití napětí U_{BE} výkonového tranzistoru. Ovládající napětí pro snímací tranzistor T_3 je rovno součtu $U_{BE1} + U_{Rs}$. To je ovšem opět nevhodné pro kompenzací rozptylu ΔI_p . S uvedený-



Obr. 95. Úprava nadproudové pojistiky



Obr. 96. Mechanická sestava regulátoru

$$S_{lm} \geq \frac{\mu_0 L_1 I_{z max}^2}{B_{max}^2} \quad (38)$$

bude za předpokladu dvojnásobného přerušení jádra ($I_m/2 = 0,3$ mm), $L_1 = 130 \mu\text{H}$, $I_{z max} = 5 \text{ A}$, $B_{max} = 0,2 \text{ T}$ potřebný průřez jádra přibližně

$$S = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 130 \cdot 10^{-6} \cdot 5^2}{4 \cdot 10^{-2} \cdot 0,6 \cdot 10^{-3}} \approx 170 \text{ mm}^2.$$

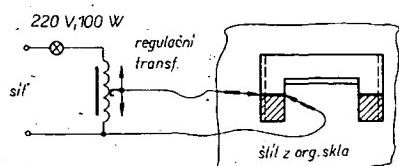
Jádro musí být značně robustní, protože pro minimální ztráty ve vinutí volime velký průřez navijecího drátu. Z hlediska rozptylu by bylo ideální jádro hrníčkové, které se mi však nepodařilo sehnat. Jako improvizaci jsem použil jádro U z vadného horizontálního transformátoru TVP Dajana, jež má vyhovující průřez. Protože je však zbytěně velké, upravil jsem jednu polovinu do tvaru I (obr. 97): měkkou tužkou se nejprve po obvodu jádra v mísťe, kde se má oddělit, vyznačí kružnice. Do jejich protilehlých bodů se vpichem hrotů (stačí měřítci) zavede proud z regulačního transformátoru, jehož výstupní napětí zvolna zvětšujeme. Je prakticky nezbytná spolupráce dvou osob – jedna reguluje napětí, druhá drží hroty. Jakmile přeskocí po obvodu feritu obloukový výboj, hroty odpojíme. Intenzivním místním ohřevem se ferit „přeríze“. Celou operaci je třeba sledovat přes ochranný štit. Ostrými žhavými úlomky by jinak mohlo dojít ke zranění obličeje, zvláště očí! Opatrnost je nutná i vzhledem k práci se síťovým napětím. Plochy v místech zlomu lze začistit na hrubé kotoučové brusce. Jako

styčnou plochu jádra v oblastech mezery však s výhodou užijeme původní rovnou stranu (obr. 98). Ke stažení jádra jsem použil svorník, zhotovený z mosazného drátu o $\varnothing 3$ mm, závity M3 na jeho koncích je tlumivka upevněna k desce s plošnými spoji. Navijecí předpis je na obr. 98. Počet závitů n_1 pro požadovanou indukčnost vyplývá ze změřené konstanty A_L . Počet závitů vazebního vinutí L_v vyplývá z rovnice

$$n_v = \frac{U_p}{U_n - U_{CES1} - U_s} n_1 \quad (39)$$

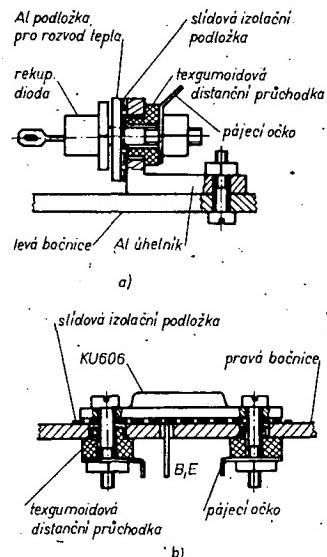
n_v volime přibližně tak, aby při $U_{n min}$ bylo U_p 4 až 5 V. Vinutí Tr_2 nemají kostřičku. Na dil. U feritu byl do původních bočních drážek nasazen svorník a společně s pomocnou destičkou pro uchycení vývodů upevněn k jádru ovinutím několika závity černé Izolepy. Na tomto podkladu je vinutí L_1 , které zpevní uchycení destičky s vývody. Přes prokladovou vrstvu se pak navine cívka L_v . Po zapojení vývodů do pájecích oček jsem opět celé vinutí obandážoval Izolepou. Po stažení jádra s nastavenou mezerou zbývá zkontrolovat indukčnost L_1 .

Základem mechanické konstrukce vzorku je přední a zadní panel z duralového plechu o rozměrech 100 x 75 x 10 mm. Všechny ostatní mechanické díly jsou upevňovány šrouby do závitů v bočních stěnách obou panelů. K zadnímu panelu, obr. 96, je svorníky upevněny síťové transformátory. Na panelu je pouzdro síťové pojistiky Po_1 a svorkovnice výstupního rozvodu (+L, -L, +S, -S, ovl.). Na předním panelu jsou obdobně uchyceny indikátory LED (Funkce,



Obr. 97. Úprava feritového jádra

Obr. 98. Navijecí předpis Tr_2 ($n_1 = 18$ z, $\varnothing 1,5$ mm CuL, n^s – podle Tr_1 , viz vztah (39), \varnothing drátu 0,8 mm CuL)



Obr. 99. Detaily montáže Tr_1 a D_3 k bočnicím

Nadproud) a tlačítka (Restart). Rozměrný filtrační kondenzátor C_2 je upevněn k držáku Tr_1 .

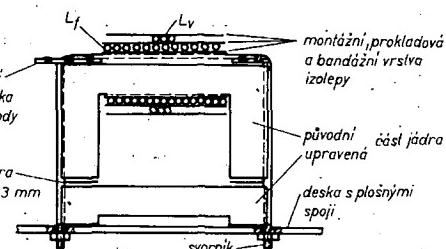
Levou i pravou bočnici tvoří duralové plechy 175 x 101 mm tloušťky 2,5 mm. K levé bočnici je distanční sloupky připevněna deska s plošnými spoji včetně Tr_2 . Magnetická pole Tr_1 , Tr_2 jsou vzájemně kolmá. Bočnice je využita i jako chladič rekuperacní diody. Detail upevnění D_3 je na obr. 99a. Prostoru pod Tr_1 je využito k montáži usměrňovacích diod D_1 , D_2 , opatřených chladiči. Na pravé bočnici je opět izolovaně (obr. 99b) upevněn tranzistor KU606.

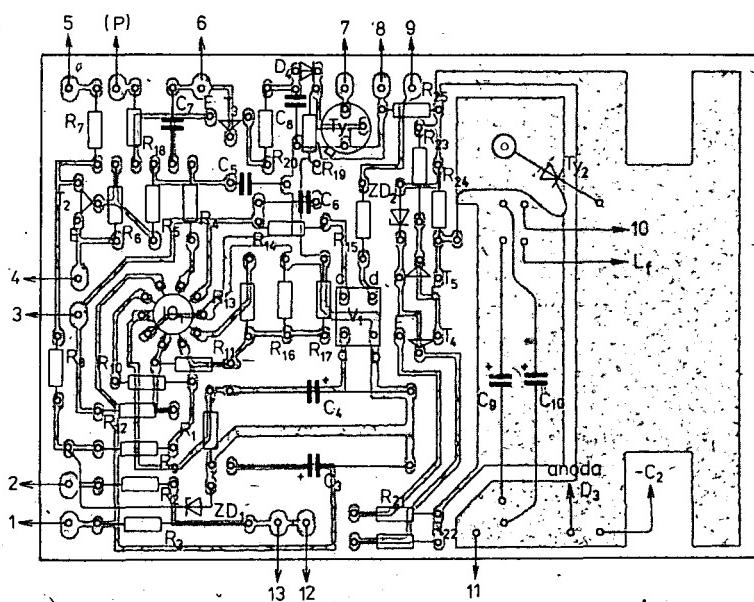
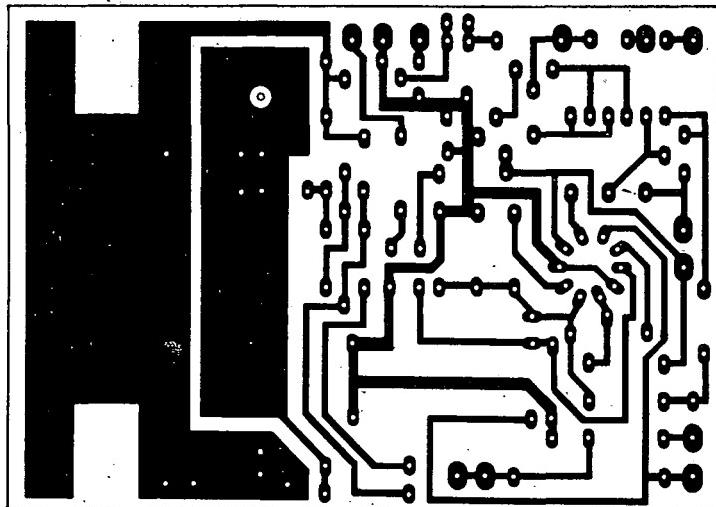
Sestava bočnic a panelů tedy tvoří současně mechanickou kostru, chladič výkonových prvků a podstatnou část stínění zdroje. Učinný stínící kryt však vzniká teprve po našroubování horního a spodního krycího plechu. Oba jsou opatřeny větracími otvory, zajišťujícími dobré chlazení.

Desku s plošnými spoji, obr. 100, nejprve osadíme dutými nýtky na vývodech a pak osadíme součástkami kromě odporu R_9 , R_{17} . Všechny odpory jsou typu TR 151 kromě R_3 – TR 154. Jako R_7 byla u vzorku užita kombinace $2 \times 10 \Omega$, TR 151. Kondenzátory jsou vesměs keramické polštářky, elektrolytické kondenzátory jsou C_3 – TE 986, C_4 – TE 984, C_9 , C_{10} – TE 982.

Při oživování je vhodné nejprve nastavit obvod přepěťové pojistiky. Na vývodech 10, 11 připojíme laboratorní ss zdroj s elektronickým proudovou pojistikou. Jeho výstupní napětí zvolna zvětšujeme od nuly a sledujeme, kdy sepne tyristor Ty_2 . To indikuje pojistka nebo proud externího zdroje. Případnou úpravou R_{22} nastavíme bod reakce pojistiky na asi 5,4 až 5,6 V. Pro další práci zatím pojistku vyfádime z činnosti zkratováním emitoru T_4 na „zem“.

Dále zapojíme celý regulátor, kromě





Obr. 101. a) Vývod U_s z prostoru desky s plošnými spoji, b) vliv rozptylového pole na $\Delta U_{s(l)}$

usměrňovacích diod a T_{r1} . K napájení v této fázi opět použijeme laboratorní zdroj, tentokrát s $U_n = 25$ V, pojistkovou nastavenou na 1 až 2 A. Délky vývodů z desky (k T_1 , D_3 ap.) zatím nejsou kritické. Důležité je však větší silové vývody L z desky podle obr. 101a, tj. těsně vedle sebe, po desce, v co největší vzdálenosti a rovnoběžně vzhledem k jádru T_2 . Důvodem je blízkost vzduchové mezery (rozptylové pole) a tím možnost indukce rušivých napěťových impulsů do smyčky výstupního (o senzorovém) rozvodu, obr. 101b.

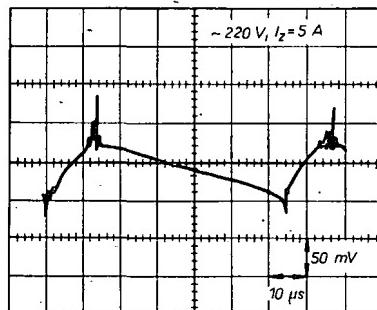
Při oživování spojme paralelně špičky a, b voliče V_1 – činnost regulátoru nepodmiňujeme žádným externím signálem. Pokud nemůžeme experimentovat s nadprudovou pojistikou, zapojíme ji podle obr. 95. V takovém případě vyhoví na pozici T_3 jakýkoli tranzistor p-n-p. Odpor R_z zatím nahradíme přímým zkratem. Je vhodné počítat s jeho umístěním na pájecí destičce T_1 (obr. 96).

Jako zátěž je pro oživování nejvhodnější posuvný drátový odpor asi $6 \Omega/10$ A. Výkonové přívody k zátěži (+L, -L) dimenzujeme tak, aby úbytek na vedení nebyl větší než 0,2 V. Při oživování můžeme užít klasického zapojení senzorového rozvodu, obr. 102a. Všechny vodiče vede me těsně vedle sebe, délka max. 1 m. Po pečlivé kontrole zapojení nastavíme $R_z = 5$ až 6Ω a připojíme napájecí napětí. Při správných součástkách musí regulátor pracovat na první zapnutí: svítí indikátor funkce, na výstupních svorkách je napětí větší než 5 V, nezávislé na změnách U_n , I_z v malých mezích a odběr z externího zdroje je v relaci $I_n = 1,4 \cdot \frac{U_n}{U_n} I_z$. Osciloskopem říkontroluje me, má-li impuls na pomocném vinutí akumulační tlumivky (L_w) v intervalu T_a kladnou polaritu – v opačném případě je třeba zm

připojíme osciloskop a zkontrolujeme kmitočet měniče. Musí být velmi vysoký, typicky 40 kHz, protože zatím není zapojena hlavní hysterezní smyčka (odpor R_9). Nejprve však volbou odporu R_{27} nastavíme na svorkách zatěžovacího odporu přesně 5 V. Dále upravíme kmitočet měniče volbou odporu R_{10} . Celkový příkon ze zdroje přitom nesmí být větší než 40 W. Pracuje-li regulátor v plném rozsahu vstupních napětí (190 až 240 V) a výstupního proudu 2 až 5 A naprostě spolehlivě, lze nastavit nadproudovou pojistku. Volbou R_{27} (odporový drát) nastavíme reakci pojistky přibližně na 6 A.

Po odstranění zkratu v emitoru T_4 lze přistoupit ke konečné montáži (zkrátíme a vyvážeme přívody z desky do forem a sešroubujeme mechanické díly). Z hlediska odrušení zdroje je důležité, aby mechanická kostra a stínící fólie síťového transformátoru byly společně propojeny buď na ochranný kolík síťové zástrčky, nebo uzemněny. To je ostatně nutné i z bezpečnostního hlediska (ochrana nulováním, zemněním). Kondenzátor C_1 v primárním vinutí T_1 dimenzujeme na 1 kV.

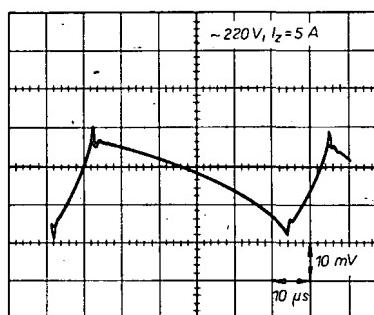
Již na počátku článku jsme se zmínila, že regulátor s hysterezním komparátorem má určité neuctnosti, které se projevují zvláště při takovém zapojení senzorového rozvodu, jaké právě užíváme. Externí kapacity, představované blokovacími kondenzátory v napájeném zařízení způsobují snížení pracovního kmitočtu měniče. Na činnost měniče mají negativní vliv i rychlejší změny zátěže. A konečně, amplituda i dynamický průběh zvlnění $\Delta U_{s(t)}$ jsou prakticky nevyhovující (obr. 103). Pro



Obr. 103. Amplituda zvlnění U_s se prakticky nemění ani s U_n ani s I_z (zapojení podle obr. 102a)

zlepšení funkčních vlastností regulátoru lze užít dvou základních modifikací výstupního rozvodu. První je účelná v případě potřeby delšího přívodu k napájenému zařízení. Vedení (obr. 102b) musí být stíněné, s bohatě dimenzovanými výkonovými přívody. V napájeném zařízení, již za bodem spojení sekcí L, S, ponecháme úsek / dlouhý alespoň 20 cm. Indukčnost i odpor tohoto pomocného vedení již stačí k rádiovému omezení vlivu C_{ext} na regulátor. V naprosté většině aplikací zdroje bude pochopitelně stačit délka rozvodu několik dm. Pak může být užito zapojení na obr. 102c (sekcí L, S propojeny na svorkovnicu zdroje). Jako vodič i je až do délky asi 50 cm vhodná tlustší síťová dvoulinka. Napájecí vedení již samo o sobě tvoří úsek, eliminující vliv externích kapacit na zanedbatelnou míru. V místě připojení k napájenému zařízení navíc použijeme elektrolytický kondenzá-

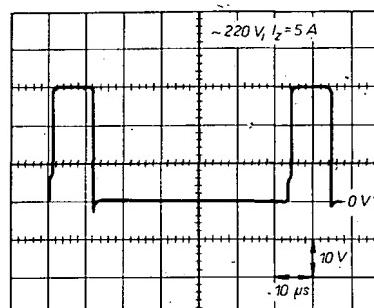
tor s velkou kapacitou (např. TE 981 – 2000 μF), který vytvoří s výkonovým rozvodem účinný filtrační člen. Tím je zajištěno výrazné zlepšení průběhu $\Delta U_{s(t)}$. Z osciloskopu, obr. 104, je patrné, že amplituda i charakter zvlnění jsou srovnateльně s mnohem složitějšími regulátory.



Obr. 104. Průběh zvlnění výstupního napětí v podle obr. 102c (rozvod 40 cm, $C_{ext} = 2000 \mu F$, odporová zátěž)

Praktická kontrola odrušení zdroje, založená opět na poměrovém srovnávacím měření (TV přijímač – impulsní regulátor) s běžným AM přijímačem (bateriovým v blízkosti regulátoru – rušivá pole, síťovým – rušivá napětí) opět prokázala, že rušení je v přípustných tolerancích. Běžný přijímač hraje bez rušivých interferencí ve vzdálenosti asi 2 m od regulátoru.

Nakonec ještě několik technických údajů, naměřených na vzorku. Typická účinnost je 62 %. Amplituda pomocného napěťového impulsu, indukovaného na vinutí $L_v T_1$ je při změně síťového napětí od 190 do 240 V v rozsahu +3,5 až 5,5 V. Bázový proud spinacího tranzistoru I_{BS1} (vypočítaný z úbytku na odporu R_7) je za stejných podmínek v mezích 0,4 až 0,5 A. Díky tomu je spinací napětí U_{CES1} poměrně malé, typicky 0,6 V, tedy podstatně menší, než jsme původně předpokládali. Průběh napěťového impulsu na katodě rekuperacní diody je na obr. 105.



Obr. 105. Průběh napětí na katodě D_r

Závislost kmitočtu regulátoru (popř. intervalů T_a , T_b , T_c) na síťovém napětí při konstantním $I_z = 5$ A je v tab. 8.

Tab. 8.

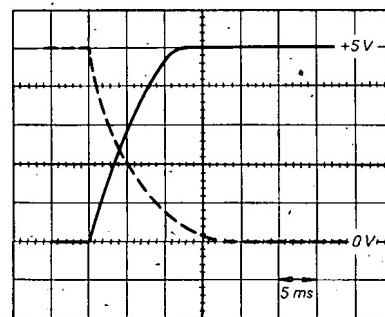
| $I_z = 5$ A | | | |
|-----------------|------------|------------|------------|
| Sít. napětí [V] | T_a [μs] | T_b [μs] | T_c [μs] |
| 190 | 15 | 45 | 60 |
| 200 | 14 | 47 | 61 |
| 210 | 13 | 49 | 62 |
| 220 | 12 | 51 | 63 |
| 230 | 12 | 52 | 64 |
| 240 | 11,5 | 55 | 66,5 |

Vliv změny I_z při konstantním síťovém napětí je zřejmý z tab. 9.

Tab. 9.

| $U = 220$ V | | | |
|-------------|------------|------------|------------|
| I_z [A] | T_a [μs] | T_b [μs] | T_c [μs] |
| 1 | 10 | 71 | 77 |
| 2 | 14 | 65 | 85 |
| 3 | 13,5 | 60 | 78,5 |
| 4 | 13 | 51 | 73 |
| 5 | 12 | 45,5 | 63 |
| | 11,5 | 45,5 | 57 |

Z osciloskopu na obr. 106 je zřejmý průběh U_s při vypnutí/zapnutí zdroje při $I_z = 5$ A.



Obr. 106. Typické průběhy U_s při zapnutí/vypnutí zdroje

Odchylka výstupního napětí při skokové změně I_z z 3 na 5 A a opačně, měřená při výstupním rozvodu podle obr. 102 c, je přibližně 100 mV, tj. 2 % z U_s .

Závěrem lze konstatovat, že i tento jednoduchý regulátor může být užit v řadě poměrně náročných aplikací.

Literatura

- Trnka, Z.: Teoretická elektrotechnika. SNTL: Praha 1972.
- Hajnoš, J.: Návrh filtračního kondenzátoru ... ST 8/71.
- Kyrš, F.: Spojitý stabilizátor malých napětí. ST 1/81.
- Sborník přednášek o impulsně regulovaných napájecích zdrojích. ZPA Děčín, 1979, 1981.
- Bergmann, P.: Schaltspannungsregler. Elektronik 14/78.
- Wüstebebe, J.: Gleichspannungswandler für Schaltnetzteile. Elektronik 4/78.
- Velthoven, K. v., Koope, H.: Low-cost forward converters ease switching supply design. Electronics 2/78.
- Kroczen, K. D.: Bessere Schaltnetzteile durch VMOS-Transistoren. Elektronik 4/78.
- Krause, J.; Thierry, J.: SiPMOS: Microcomputer - und LSI-kompatibler Leistungsschalter. Elektronik 8/80.
- Ruschmeyer, K.: Ferriterne für die Leistungselektronik. Elektronik 19/80.
- Brethauer, H.; Schlenk, K. W.: Induktive Bauelemente der Leistungselektronik. Elektronik 3/81.
- Skála, J.: Rušení a odrušování. AR B2/80.
- Mattera, L.: Powering up with linear IC's. Elektronics 3/77.
- Murray, B.: Integrierte Bausteine für Schaltspannungsregler. Elektronik 24/80.
- Würzburg, H.; Case, D.: Controlling switching supplies with LSI circuits. Electronics 31/77.
- Cesár, R.: Neues Prinzip für Schaltnetzteile. Elektronik 12/77.
- Boschart, R. J.; Weissbach, E. A.: Schaltnetzteile nach dem Flyback-Verfahren. Elektronik 6/80.
- Picking the Proper Power Supply. Electronics 16/81.
- Myers, R.; Peck, R. D.: 200 kHz Power FET Technology in New Modular Power Supplies. HP Journal 8/81.
- Opatrný, P.: Stabilizovaný měnič napětí. ST 7/81.
- Sendrák, G.: Gleichspannungswandler zur Hilfsspannungsversorgung. Elektronik 14/81.
- Pokorný, J.: Impulsní stabilizátor napětí 5 V/5 A pro napájení IQ. ST 11/81.
- iko: Zvýšení účinnosti spinacího tranzistoru. ST 12/80.
- Kyrš, F.: Prepěťová pojistka jako doplněk ... ST 11/80.

DNY NOVÉ TECHNIKY '82

Ve dnech 10. až 18. června 1982 byla obnovena tradice společných expozic organizací výzkumné vývojové základny čs. elektroniky na „Dnech nové techniky“ elektronického výzkumu, které se konaly pod „patronací“ Výzkumného ústavu sdělovací techniky A. S. Popova v Praze.

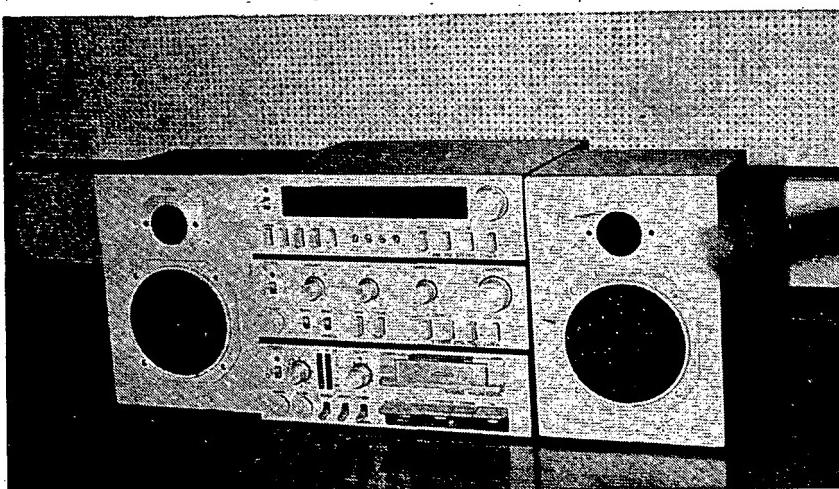
Téměř dvě desítky vystavovatelů z rezortu elektrotechnického průmyslu i ústavů ČSAV vystavovaly výsledky své práce dokumentující rozvoj současné čs. elektroniky. Vystavovatelé se snažili koncipovat výstavu nejen z věcného hlediska, ale i v návaznosti na požadavek urychleného

zavádění vývojových vzorků do výroby.

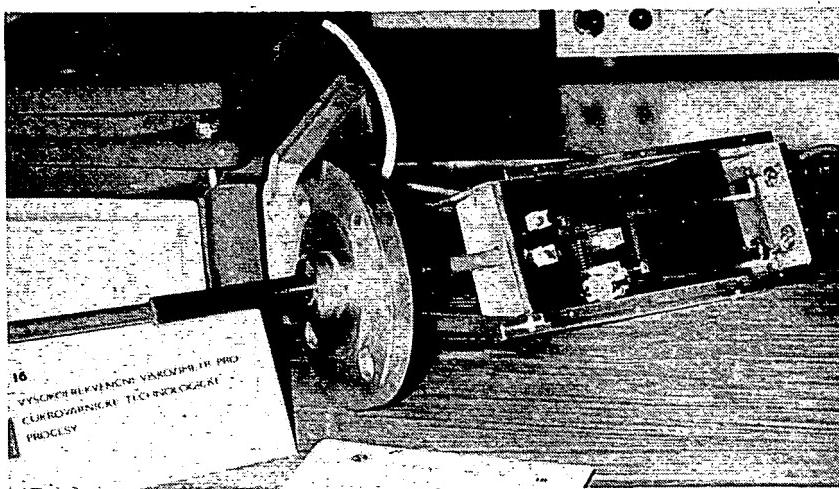
Výstava ukázala, že pracovníci výzkumu a vývoje jsou si plně vědomi nutnosti neodkladně naplňovat závěry XVI. sjezdu KSC o urychleném rozvoji elektronizace československého národního hospodářství. Řada vystavených exponátů ukázala, že jsme ještě stále schopni vyrovnat zpoždění v této oblasti a v budoucnu i udržet krok s ostatními zeměmi společenství RVHP ve vyspělosti elektronického průmyslu.

Zahájení výstavy se zúčastnili předseda ČSAV, akademik B. Kvasil, ministr elektrotechnického průmyslu prof. ing. M. Kubát, DrSc., náčelník spojovacího vojska ČSLA genpor. ing. L. Stach, generální ředitel k. p. TESLA ELTOS M. Ševčík a řada dalších význačných řídících a organizačních pracovníků elektronických výzkumných i průmyslových pracovišť ČSSR.

Na tiskové besedě pořádané v rámci zahájení výstavy byla zodpovězena řada dotazů k vývojovým tendencím a záměrům čs. elektroniky i některé z pačlivých otázek, jako např. otázky týkající se výroby kapesních kalkulaček, které, přestože jejich výroba byla zahájena již před několika lety, se dodnes v uspokojivém sortimentu a množství u nás nevyrobějí. K této otázce bylo řečeno, že pro naš průmysl není výhledově zajímavé po ekonomické stránce vyvijet a zavádět do výroby sortiment kalkulaček zejména proto, že vývoj příslušného čipu a jeho zavedení do výroby je značně drahé a pro stotisícové výrobní série (a v naš obchodní síti by výrazně větší zájem nebyl) se nevyplati. Nelze totiž předpokládat, že bychom s našimi výrobky pronikli na zahraniční trhy, dnes po této stránce zcela saturované.



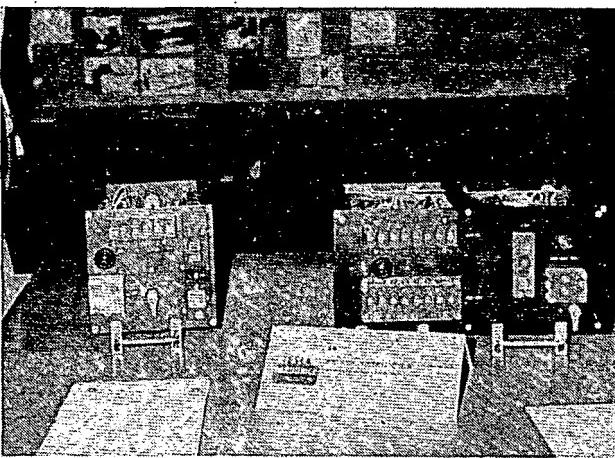
Řada přístrojů se sjednoceným designem – MINI řada TESLA – střední jakostní skupiny: příjimač AM-FM, kazetový magnetofon a stereofonní zesilovač ve dvou verzích – s černým povrchem a s povrchem z leštěného kovu



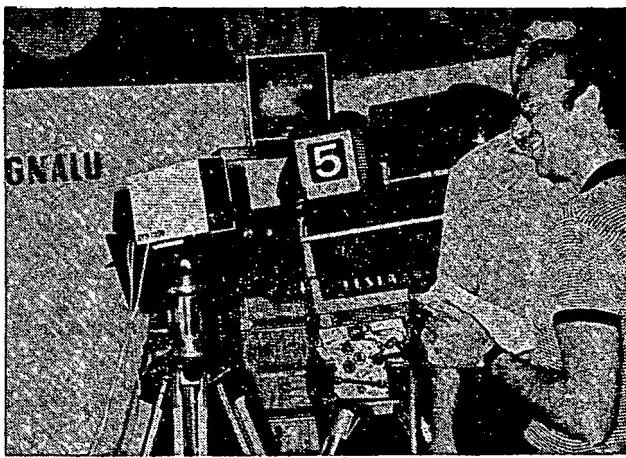
Vysokofrekvenční viskozimetr pro cukrovarnické technologické pochody, který změnu konzistence roztoku cukru převádí na údaj reflektometru, tento údaj se převodníkem zpracovává na unifikovaný výstupní signál. Měřicí kmitočet 150 MHz



Zařízení k vyjmání integrovaných obvodů z desek s plošnými spoji (pájka se taví a současně odřakuje, součást lze po operaci volně vyjmout)



Impulsní napájecí zdroje s věkou klimatickou odolností



Část pracoviště s přístroji pro digitální přenos úplného barevného televizního signálu v uzavřených systémech

Uvažuje se proto o nákupu minikalkulaček v SSSR, kde je již vyráběn velmi bohatý sortiment od jednoduchých (ploché o tloušťce asi 3 mm), přes vědecké programovatelné až po kancelářské s miniaturní tiskárnou. Sortiment sovětských kalkulaček byl „mimo soutěž“ též předveden na výstavě.

Na tiskové besedě bylo také řečeno, že se u nás neuvažuje v budoucnu s výrobou zařízení pro špičkovou reprodukční techniku (rozhlasové přijímače, gramofony, magnetofony, videomagnetofony apod.) a to ze stejných ekonomických důvodů, jejichž důsledkem je kromě jiného i značně velká maloobchodní cena.

Podniky TESLA se chtějí zaměřit zejména na výrobky středně jakostních tříd určených pro širokou spotřebitelskou oblast, u nichž lze předpokládat i značný odbytek na zahraničních trzích. V této střední jakostní třídě byla předvedena např. „minivěž“ (ve dvou verzích), vyvinutá ve VÚST A. S. Popova, a stereofonní gramofon zcela nové koncepce; tyto výrobky jsou přes svoji jednoduchost velmi vkušně řešeny a mají velmi dobré technické parametry.

Většina vystavovaných exponátů již signalizovala výsledky změny v nazírání na elektronický průmysl a jeho roli a široké uplatnění v národním hospodářství. Potvrdilo se to zejména u exponátů z oblasti mikrovlnné techniky, součástek pro elektroniku (zejména u obvodů velkoplošné integrace a hybridních integrovaných obvodů), výpočetní techniky, měřicí a testovací techniky, optoelektroniky (překvapila miniaturní laserová polovodičová dioda) aj.

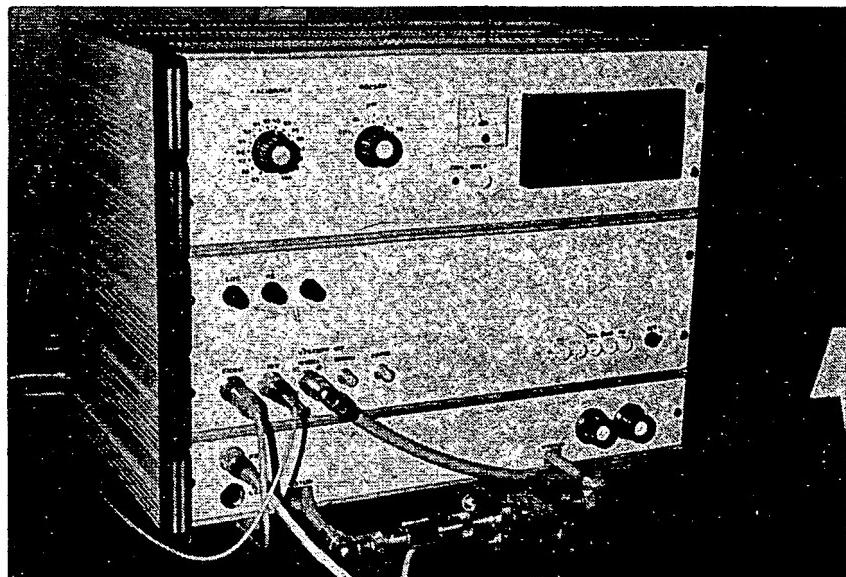
Přesto, že se výstavy účastnilo svými výrobky množství výzkumných a vývojových pracovišť, je nutno konstatovat, že mezi exponáty byl citelný nedostatek vývojových vzorků, určených k široké potřebě, tj. z oblasti tzv. spotřební elektroniky. Působilo to dojem, že ve spotřebitelské „sféře“ již není (kromě reprodukční techniky) co zlepšovat, jak doplňovat sortiment, i když samozřejmě pravý opak je pravdou. Mám na mysli především nejrůznější zařízení umožňující úspory elektrické energie (vzhledem ke stávajícímu stavu), tzv. malou automatizaci (klimatizace, odběr energie či pohonného, popř. topných hmot, atd.) či zjednodušení obsluhy.

Odborné zdатní návštěvníci výstavy také postrádali systémy, zprostředkující

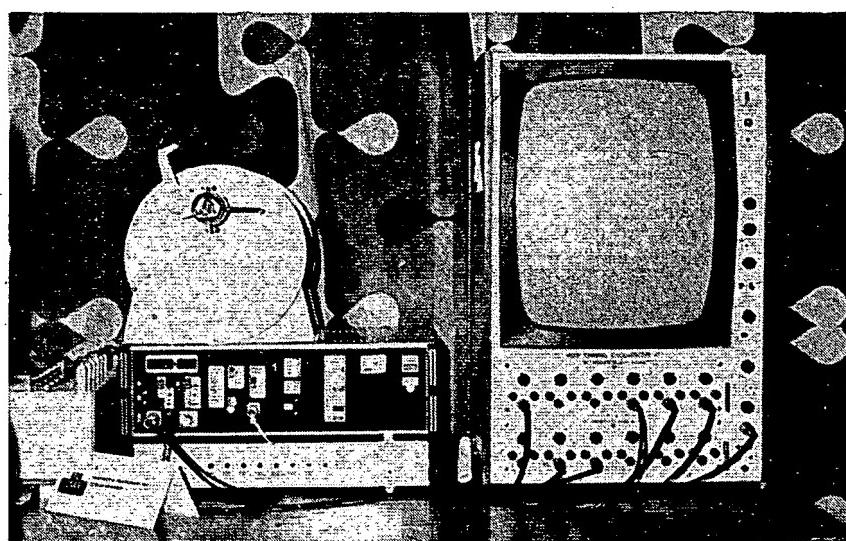
digitalizaci rozličných analogových či polohových signálů, techniky, která se ve světě již značně rozšířila a u nás se prosazuje zatím viceméně amatérsky. I zde bude tedy třeba vyvinout značné

úsilí, aby dlouh úsporám energie, digitalizaci (tj. větší přesnosti), automatizaci apod. čs. elektronika co nejrychleji a čestně vyrovnala.

JaK



Měří šumových parametrů a zvětšení k měření šumových vlastností tranzistorů (čtyřpolů) metodou proměnného odporu generátoru. Jmenovitý měřicí kmitočet 1 GHz



Hmotnostní spektrometr pro výzkum ionosféry, k měření chemického složení ionizované i neutrální složky ionosférické plazmy